



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

KATIANE ESTEVAM GURGEL DE ASSIS

ANTENAS MIMO NA FREQUÊNCIA SUB 6-GHZ APLICADO À TECNOLOGIA 5G

MOSSORÓ

2022

KATIANE ESTEVAM GURGEL DE ASSIS

ANTENA MIMO NA FREQUÊNCIA SUB 6-GHZ APLICADO À TECNOLOGIA 5G

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido, como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Junior

Co-orientador: Prof. Dr. Francisco César de Medeiros Filho

MOSSORÓ

2022

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

AA848 Assis, Katiane Estevam Gurgel de.
a ANTENA MIMO NA FREQUÊNCIA SUB 6-GHZ APLICADO À
TECNOLOGIA 5G / Katiane Estevam Gurgel de Assis. -
2022.
96 f. : il.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Junior.
Coorientador: Francisco César de Medeiros
Filho.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica, 2022.

1. MIMO. 2. Sistemas de Telecomunicações. 3.
Quinta Geração 5G. 4. Geometrias. I. de Souza
Queiroz Junior, Idalmir, orient. II. de Medeiros
Filho, Francisco César, co-orient. III. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade
com AACR2 e os dados fornecidos pelo autor(a).
Biblioteca Campus Mossoró / Setor de Informação e Referência
Bibliotecária: Keina Cristina Santos Sousa e Silva
CRB: 15/120

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

KATIANE ESTEVAM GURGEL DE ASSIS

ANTENA MIMO NA FREQUÊNCIA SUB 6-GHZ APLICADO À TECNOLOGIA 5G

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Junior

Co-orientador: Prof. Dr. Francisco César de Medeiros Filho

Defendida em: 31 / 05 / 2022.

BANCA EXAMINADORA

IDALMIR DE SOUZA QUEIROZ JUNIOR:63510731468 Assinado de forma digital por IDALMIR DE SOUZA QUEIROZ JUNIOR:63510731468
Dados: 2022.08.13 15:53:42 -03'00'

Idalmir de Souza Queiroz Júnior, Prof. Dr. (UFERSA)
Presidente

ANDRE PEDRO FERNANDES NETO:67306721453 Assinado digitalmente por ANDRE PEDRO FERNANDES NETO:67306721453
Dados: 2022.08.13 15:53:42 -03'00'

André Pedro Fernandes Neto, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador

José Lucas da Silva Paiva Assinado digitalmente por JOSÉ LUCAS DA SILVA PAIVA
Dados: 2022.08.13 15:53:42 -03'00'

José Lucas da Silva Paiva, Prof. Dr. (IFRN)
Membro Examinador

FRANCISCO CÉSAR DE MEDEIROS FILHO Assinado de forma digital por FRANCISCO CÉSAR DE MEDEIROS FILHO
Dados: 2022.08.13 15:53:42 -03'00'

Francisco Cesar de Medeiros Filho, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador

RESUMO

Os sistemas de comunicação modernos baseados em antenas de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (MIMO - *Multiple Input-Multiple Output*), representam um importante avanço para os sistemas de telecomunicação. Além de proporcionar alta capacidade de rede com maior quantidade de dados entregues a vários usuários de forma simultânea, ainda consegue uma maior cobertura de sinal. Tal tecnologia é uma das principais aliadas para os dispositivos móveis da quinta geração, onde a faixa de 3,5GHz será exclusiva para o 5G no Brasil. Diante deste contexto, aqui foram produzidas antenas MIMO 2x2 para atuar na faixa de 3,5GHz, utilizando o substrato dielétrico de FR4 de 1,57 mm, com geometrias retangular, circular e dipolo, para analisar as mudanças nos parâmetros de desempenho, em decorrência do tipo de geometria. As antenas projetadas foram simuladas através do *software* comercial *Ansoft Designer-HFSS*, e têm dimensões globais de 100,5x100,5 mm, 100,5x100,5 mm e 50,5x50,5 mm, para as geometrias retangular, circular e dipolo, respectivamente. Os resultados apresentaram leves deslocamentos da frequência de ressonância entre os valores simulados e medidos, com destaque para a geometria dipolo que ressoou em 3,57 GHz. Para o coeficiente de correlação de envoltória (ECC), as três geometrias mostram valores abaixo de 0,50, já em relação ao ganho de diversidade, as geometrias retangular e circular apresentaram-se melhor que a dipolo, com valores superiores a 8 dB para toda a faixa de operação.

Palavras-chave: MIMO, Sistemas de Telecomunicações, Quinta Geração 5G, Geometrias.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Antena de microfita com patch retangular.	15
Figura 2: Geometrias do <i>patch</i> da antena.	15
Figura 3: Dipolo de meia onda.	16
Figura 4: Alimentação por linha de microfita.	18
Figura 5: Alimentação por cabo coaxial.	20
Figura 6: Alimentação por acoplamento por abertura.	21
Figura 7: Alimentação por acoplamento por abertura.	21
Figura 8: Diagrama de radiação para um sistema de coordenadas.	22
Figura 9: Diagrama de radiação dos lóbulos e das larguras de feixe entre zeros e de meia potência (a) 3D, (b) linear bidimensional.	23
Figura 10: Polarização, (a) circular e linear, (b) Elíptica.	24
Figura 11: Arranjo linear de N elementos.	28
Figura 12: Sistema MIMO 2x2 (a) Representação da antena MIMO 2x2. (b) tempo para transmissão e recepção de dados no sistema MIMO 2x2.	34
Figura 13: Evolução da tecnologia MIMO (a) Representação da antena SISO; (b) Antena MISO; (c) Antena SIMO, (d) Antena MIMO 2x2.	38
Figura 14: Esquemático da técnica de comunicação SU-MIMO.	38
Figura 15: Esquemático da técnica de comunicação MU-MIMO.	39
Figura 16: Cronograma de evolução dos padrões 5G em 3GPP.	42
Figura 17: Evolução do 5G nas versões 15, 16 e 17.	42
Figura 18: Metodologia para elaboração do trabalho.	44
Figura 19: Antenas de microfita propostas.	49
Figura 20: Antena de microfita com <i>patch</i> retangular projetada.	50
Figura 21: Gráfico da perda de retorno da antena retangular.	51
Figura 22: Antena de microfita com <i>patch</i> circular projetada.	52
Figura 23: Antena de microfita com <i>patch</i> circular projetada.	53
Figura 24: Dimensões (a) Antena monopolo T duplo; (b) Plano de terra truncado.	53
Figura 25: Figura 25: Gráfico da perda de retorno da antena T duplo.	54
Figura 26: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para a antena retangular.	55
Figura 27: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para a antena circular.	56

Figura 28: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para a antena T duplo.	56
Figura 29: Antenas com elementos retangulares. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Configuração com dois elementos posicionados em sentidos diferentes e (c) Antena com quatro elementos.	57
Figura 30: Parâmetros S, Figura 29 (a).	58
Figura 31: Parâmetros S, Figura 29 (b).	59
Figura 32: Parâmetros S, Figura 29 (c).	59
Figura 33: Coeficiente de Correlação de Envoltória das antenas com elementos retangulares.	60
Figura 34: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para as antenas MIMO com elementos retangulares. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c) Antena com quatro elementos.	61
Figura 35: Antena com elementos circulares. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c) Antena com quatro elementos.	63
Figura 36: Parâmetros S, Figura 35 (a).	63
Figura 37: Parâmetros S, Figura 34 (b).	64
Figura 38: Parâmetros S, Figura 35 (c).	65
Figura 39: Coeficiente de Correlação de Envoltória das antenas com elementos Circulares.	66
Figura 40: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para as antenas com elementos circulares. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c) Antena com quatro elementos.	66
Figura 41: Antenas com monopolos. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c) Configuração com quatro elementos.	68
Figura 42: Parâmetros S da Figura 41 (a).	69
Figura 43: Parâmetros S da Figura 41 (b).	69
Figura 44: Parâmetros S da Figura 41 (c).	70
Figura 45: Coeficiente de Correlação de Envoltória das antenas com elementos monopolo.	71
Figura 46: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para as antenas com elementos monopolo. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b)	

Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c) Antena com quatro elementos.....	72
Figura 47: a) <i>Patch</i> e Plano de terra das antena circular; b) <i>Patch</i> e Plano de terra da antena retangular; c) <i>Patch</i> e Plano de terra da antena dipolo.	74
Figura 48: Gráficos da perda de retorno das antenas com <i>Patch</i> circular.	75
Figura 49: Gráficos da perda de retorno das antenas com <i>Patch</i> retangular.	76
Figura 50: Gráficos da perda de retorno das antenas com <i>Patch</i> dipolo.	77
Figura 51: Coeficientes de Reflexão (S_{11} e S_{22}), e de isolamento (S_{12} e S_{21}): (a) as antenas a e b circulares; (a) as antenas a e c circulares;.....	79
Figura 52: Medições dos ângulos dos parâmetros de espalhamento das antenas circulares: (a) entre as antenas a e b; (b) entre as antenas a e c.	80
Figura 53: Resultado simulado da antena MIMO 2x2 circular: (a) Ganho de diversidade (DG); (b) Coeficiente de correlação de envelope (ECC).	82
Figura 54: Coeficientes de Reflexão (S_{11} e S_{22}), e de isolamento (S_{12} e S_{21}): (a) para as antenas a e b retangulares; (b) para as antenas a e c retangulares.	83
Figura 55: Medições dos ângulos dos parâmetros de espalhamento das antenas retangulares: (a) entre as antenas a e b; (b) entre as antenas a e c.	84
Figura 56: Resultado simulado da antena MIMO 2x2 retangular: (a) Ganho de diversidade (DG); (a) Coeficiente de correlação de envelope (ECC).....	86
Figura 57: Coeficientes de Reflexão (S_{11} e S_{22}), e de isolamento (S_{12} e S_{21}): (a) para as antenas a e b dipolo; (b) para as antenas a e c dipolo.	87
Figura 58: Medições dos ângulos dos parâmetros de espalhamento das antenas dipolo: (a) entre as antenas a e b; (b) entre as antenas a e c.	88
Figura 59: Resultado simulado do coeficiente de correlação de envelope (ECC) e o ganho de diversidade (DG) da antena MIMO 2x2 retangular.....	90

LISTA DE TABELAS

Tabela I: Vantagens e desvantagens dos substratos.	17
Tabela II: Parâmetros da antena base retangular.	50
Tabela III: Parâmetros da antena base circular.	52
Tabela IV: Parâmetros da antena base dipolo.	54
Tabela V: Parâmetros das antenas base.	55
Tabela VI: Comparativo dos frequência de ressonância e da largura de banda simulados e medidos das antenas MIMO 2x2 com <i>patch</i> circular.	76
Tabela VII: Comparativo dos frequência de ressonância e da largura de banda simulados e medidos das antenas MIMO 2x2 com <i>patch</i> retangular.	77
Tabela VIII: Comparativo dos frequência de ressonância e da largura de banda simulados e medidos das antenas MIMO 2x2 com <i>patch</i> dipolo duplo T.	78

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	11
1.1. Objetivo Geral.....	13
1.2. Objetivos Específicos	13
2. ANTENAS PLANARES	14
2.1. Antenas de Microfita	14
2.2. Antenas Dipolo	16
2.3. Características dos Substratos.....	17
2.4. Métodos de Alimentação	18
2.4.1. Alimentação por Linha de Microfita.....	18
2.4.2. Alimentação por Cabo Coaxial	19
2.4.3. Acoplamento por Abertura	21
2.4.4. Acoplamento por Proximidade	21
2.5. Parâmetros da Antena.....	22
2.5.1. Diagrama de radiação	22
2.5.2. Polarização	24
2.5.3. Diretividade	25
2.5.4. Largura de Banda	25
2.5.5. Perda de Retorno	26
2.5.6. Impedância de Entrada	27
2.6. Arranjo de Antenas	27
2.6.1. Fator de Arranjo Linear	28
2.6.2. Espaçamento entre Elementos de um Arranjo Linear	31
3. SISTEMAS MIMO (MULTIPLAS ENTRADAS E MULTIPLAS SAIDAS).....	34
3.1. História e Evolução Das Antenas MIMO	35
3.2. Técnicas MIMO	37
3.3. Coeficiente de Correlação de Envoltória	39
3.4. Visão Geral da Padronização do 5G	40
4. MATERIAIS E MÉTODOS.....	44

4.1. Antena de Microfita Retangular	45
4.2. Antena de Microfita Circular	47
4.3. Antena Dipolo.....	47
5. RESULTADOS.....	50
6. CONSIDERAÇÕES FINAIS	91
7. REFERÊNCIAS	92

1. INTRODUÇÃO

A comunicação sem fio está presente no cotidiano de bilhões de usuários em todo o mundo, seja por computadores, via satélite ou mesmo nos celulares ela é peça fundamental na vida contemporânea (LING, 2013). Na sociedade moderna, torna-se cada vez mais necessária a presença de redes de comunicação, que possibilitem o acesso rápido a dados e informações em qualquer parte do globo de forma instantânea. Devido a isso, há uma crescente demanda por sistemas de baixa latência e altas velocidades na transmissão e recepção de sinal que atenda a demanda de um público crescente de usuários. Em decorrência de tais exigências, novos padrões foram surgindo com a finalidade de melhorar a taxa de transmissão e recepção de sinal, e por consequência, otimizar a qualidade da comunicação sem fio (FERREIRA, 2018). Nesse sentido se faz necessário a busca constante do melhoramento dos sistemas de comunicação e principalmente das comunicações móveis, o que é compreensível diante das propostas ambiciosas para a quinta geração (5G) (HOSSAIN, 2013).

Diante deste cenário, as antenas têm um lugar de destaque, pois são utilizadas em larga escala para uma série de aplicações que vão desde sistemas modernos de micro-ondas até antenas de TV e comunicação via satélite (BALANIS, 2005). Dentre as antenas atuais, a de microfita vem ganhando visibilidade em decorrência de suas características como: baixo custo de fabricação, pequenas dimensões e baixo peso, fatores estes, que a torna eclética numa diversidade de aplicações (BALANIS, 2005).

As antenas de microfita MIMO (*Multiple Input-Multiple Output*) configuram-se, como um dos avanços tecnológicos mais significativos na comunicação moderna nas últimas décadas (PAULRAJ, 1997). Tais antenas proporcionam um melhor aproveitamento do espectro de frequência e maior capacidade do tráfego de informações de redes sem fio (LI, 2019). Os sistemas de múltiplas antenas, quando são dispostos de dois ou mais elementos de antenas colocados juntos, surge como uma alternativa viável e promissora para melhorar a taxa de transmissão, recepção e alcance de sinal dos sistemas de comunicação atuais. Tendo em vista que, são consideradas como uma solução eficaz para aumentar a eficiência do espectro e combater o desvanecimento por múltiplos percursos, pois estas tiram proveito da natureza aleatória da propagação das ondas e combinam réplicas dos sinais emitidos e recebidos, fato esse, que torna possível a melhoria do desempenho do sistema e consequentemente maior qualidade do serviço (FOUDAZI, 2012).

Então, é a partir desta motivação, que neste trabalho desenvolveu-se um estudo teórico-prático, da onde é feito uma análise da contribuição da geometria das antenas MIMO nos parâmetros de desempenho. Para essa análise, foram investigados vários fatores, com destaque para frequência de ressonância, coeficiente de correlação de envoltória (ECC) e ganho de diversidade, que para isso, a pesquisa foi sequenciada de 5 etapas:

- 1^a) Simulação das antenas individualmente;
- 2^a) Simulação com a inserção de dois elementos posicionados simetricamente um ao lado do outro;
- 3^a) Simulação com a inserção de dois elementos posicionados perpendicularmente entre si;
- 4^a) Simulação com os quatro elementos. Todos posicionados perpendicularmente entre si;
- 5^a) Construção e medição das antenas 2x2, as quais obtiveram menores coeficientes de correlação de envoltória.

Para uma melhor compreensão, o estudo e os resultados obtidos estão descritos em capítulos sequencias na seguinte didática: No capítulo 2, será mostrado antenas impressas de microfita, proporcionando o entendimento de alguns aspectos básicos como tipos de antenas, características dos substratos, método de alimentação, acoplamentos, impedância de entrada, largura de banda e perda de retorno, dentre outros. No capítulo 3, será feito um resgate histórico da evolução das antenas, assim como uma explanação geral do sistema MIMO. É mostrado também o coeficiente de correlação de envoltório diante dessa tecnologia e algumas aplicações tecnológicas que fazem uso das antenas MIMO. No capítulo 4 será descrito os materiais e o métodos utilizados para realização deste trabalho. Nele é explicado toda a metodologia e suporte matemático para as antes de microfita retangular, circular e de dipolo, assim como os *softwares* de simulação, projeção e gráfico utilizado. No capítulo 5 serão apresentados todos os resultados simulados e medidos para atuar na frequência 3,5 GHz, assim como na transmissão e recebimento de dados da tecnologia 5G. Nele consta também a estrutura física das antenas simuladas (via *software*), os diagramas de radiação em 2D e 3D, as frequências de ressonância, perda de retorno, largura de banda e coeficiente de envoltório para cada uma, além dos ângulos de parâmetros de espalhamento das três antenas. Por fim, no capítulo 6 serão mostradas as conclusões.

1.1.Objetivo Geral

Desenvolver protótipos de antenas MIMO com as geometrias retangular, circular e dipolo para operar na frequência de 3,5GHz aplicada a tecnologia 5G.

1.2.Objetivos Específicos

- Fazer um estudo bibliográfico acerca da história e evolução das antenas MIMO, suas características, protocolos, padrões e a aplicação em comunicações móveis 5G;
- Estudar o comportamento eletromagnético das antenas MIMO;
- Projetar e simular antenas MIMO com as geometrias retangular, circular e dipolo para operar na frequência de 3,5GHz;
- Analisar os resultados e comportamento das antenas simuladas e construídas para averiguar o desempenho.
- Construir e medir as antenas simuladas com a finalidade de fazer a validação do sistema;

2. ANTENAS PLANARES

Neste capítulo são apresentadas as antenas impressas de microfita, com o intuito de proporcionar ao leitor o entendimento de alguns aspectos básicos de projeto e análise de desempenho dessas antenas.

2.1. Antenas de Microfita

Nas últimas décadas, a comunicação sem fio teve um crescimento acelerado em decorrência das novas exigências da sociedade moderna por uma comunicação cada vez mais rápida e eficiente, sendo atualmente de grande importância no setor das telecomunicações.

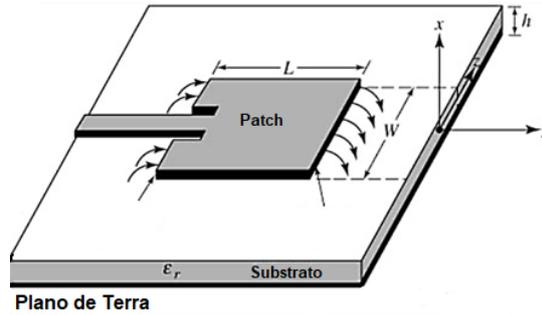
As antenas de microfita, neste âmbito, tornam-se uma alternativa viável quando se requer um tamanho reduzido e alta eficiência. Tais estruturas metálicas têm como finalidade irradiar e receber energia eletromagnética. Essas antenas foram propostas inicialmente em 1953 por Deschamps, nos Estados Unidos, contudo, somente a partir da década de 1970, é que intensificaram os estudos envolvendo antenas planares de microfita (SILVA, 2015).

Em suma, uma antena *patch* em microfita consiste fundamentalmente de duas placas metálicas condutoras, em paralelo, conectadas a um substrato dielétrico isolador, onde uma das placas refere-se ao elemento irradiador (*patch*) e a outra camada de metal ligado ao lado oposto do substrato forma um plano de terra como demonstrado na Figura 1 (BALANIS, 2005). O substrato geralmente possui permissividade relativa entre $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$, que depende do material utilizado (SILVA NETO, 2016; SILVA, 2015).

O método mais comumente empregado para modelagem das antenas de microfita retangulares, é o da linha de transmissão, que foi empregado, inicialmente por Munson em 1974, para análise dessas antenas (MUNSON, 1974). Neste método a modelagem da antena considera o efeito de borda, pois os campos eletromagnéticos ultrapassam os limites físicos do *patch*, criando campos de franja nas bordas do *patch*. Esse fenômeno se dá quando os campos eletromagnéticos se propagam através do *patch*, deparando-se com uma descontinuidade nas dimensões finitas do mesmo (SILVA, 2015).

O *patch*, mostrado na Figura 1, tem um elemento irradiante metálico retangular de largura (W) e comprimento (L), com espessura do substrato (h).

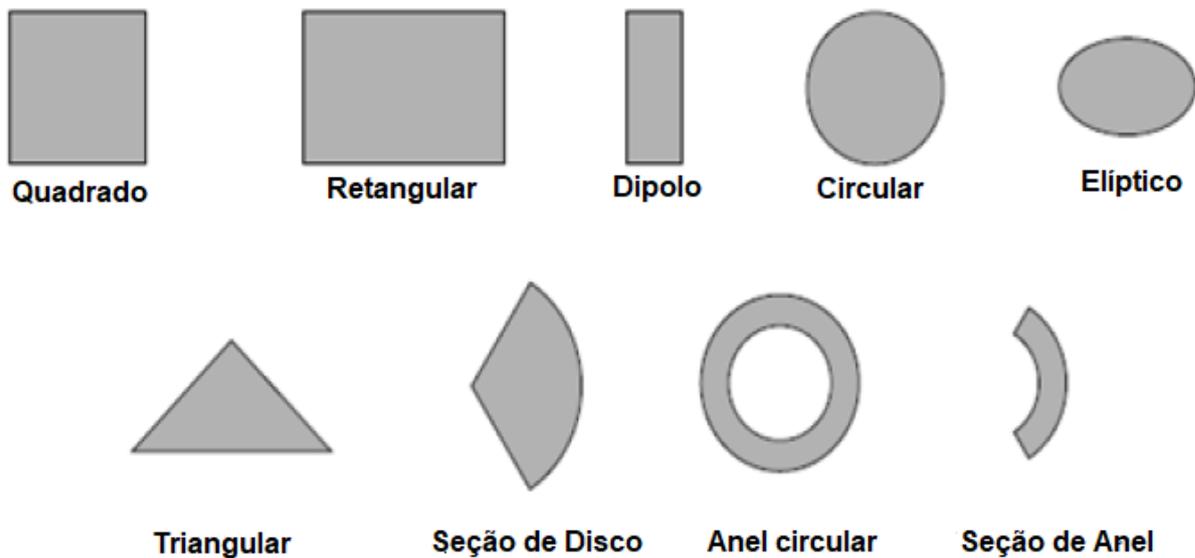
Figura 1: Antena de microfita com patch retangular.



Fonte: BALANIS, 2005.

O elemento irradiador, contudo, pode ter várias formas como: quadrado, retangular, dipolo, circular, elíptico, triangular, e dentre outras, conforme pode ser observado na Figura 2. No entanto dependendo da geometria adotada haverá uma modelagem matemática específica para cada uma delas (BALANIS, 2005).

Figura 2: Geometrias do patch da antena.



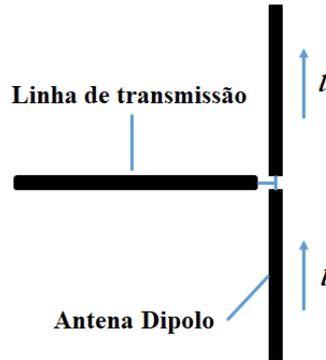
Fonte: BALANIS, 2005.

Em comparação às antenas convencionais, as antenas de microfita oferecem uma série de vantagens, como: pequenas dimensões, baixo peso, fácil construção, baixo custo, além de possibilitar uma modelagem que se adéqua a várias superfícies. No entanto essas antenas de microfita não têm apenas vantagens, também apresentam algumas desvantagens como baixo ganho, largura de banda limitada, excitação de ondas de superfície e indesejáveis radiações nas estruturas de alimentação (BALANIS, 2005).

2.2. Antenas Dipolo

O dipolo de meia onda é constituído por dois condutores filamentosares estreitos e alimentados por uma linha de transmissão, com alimentação central, conforme na Figura 3 (a).

Figura 3: Dipolo de meia onda.



Fonte: Adaptado SADIKU, 2004.

O dipolo de meio comprimento de onda é um dos mais utilizados, e seu nome se refere ao fato de que seu comprimento é metade do comprimento de onda como pode ser observado na Equação (01) (SADIKU, 2004).

$$l = \frac{\lambda}{2} \quad (01)$$

Onde, l é o comprimento da antena e λ é o comprimento de onda, que pode ser calculado pela Equação (02).

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (02)$$

Em que c é a velocidade da luz no vácuo e f é a frequência da antena em Hz. Para a antena dipolo de meia onda o valor da resistência de radiação é de 75 ohms, valor este, que é correspondente a uma linha de transmissão, tornando-a versátil para uma série de aplicações, em decorrência de sua simplicidade (SADIKU, 2004).

2.3.Características dos Substratos

A constante dielétrica de um substrato é um importante parâmetro a ser analisado, pois influi diretamente na frequência de ressonância, na largura de banda e no tamanho da antena. Os substratos mais utilizados atualmente em antenas de microfita possuem constantes dielétrica que variam entre 2,2 e 12, contudo os valores dessas constantes irão depender do tipo de aplicação, pois dependendo do projeto é que irá se determinar qual o melhor valor de constante a ser adotado.

Substratos com baixa constante dielétrica são os mais indicados para melhorar o desempenho da antena, pois têm maior eficiência e largura de banda. Contudo, esses substratos proporcionam um aumento no tamanho da antena o que a torna mais onerosa em decorrência do maior consumo de material, além de adquirem mais excitação de ondas de superfície e radiações indesejáveis (SILVA NETO, 2016; SILVEIRA, 2016).

Já os substratos com altos valores de permissividade relativa, apesar de serem menos eficientes e terem largura de banda estreita, quando se considera uma frequência fixa, as dimensões do *patch* serão menores, tornando a antena menor, o que é necessário para aplicações que necessitem de um tamanho reduzido (SILVA NETO, 2016; POZAR, 1995). A Tabela I apresenta algumas vantagens e desvantagens de acordo com os valores das constantes dielétricas.

Tabela I: Vantagens e desvantagens dos substratos.

Substratos	Vantagens	Desvantagens
Constante dielétrica baixa.	Melhor desempenho da antena; Maior eficiência; Maior Largura de banda.	Maior tamanho; Mais onerosos devido ao maior consumo de materiais.
Constante dielétrica alta.	Menor tamanho da antena; São ideais para circuitos com dimensões muito pequenas	Menor desempenho da antena; Menor eficiência; Largura de banda mais estreita;

2.4. Métodos de Alimentação

As antenas planares de microfita precisam ser alimentadas para irradiar. Os métodos mais comumente utilizados são: alimentação por linha de microfita, por cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade (BALANIS, 2005).

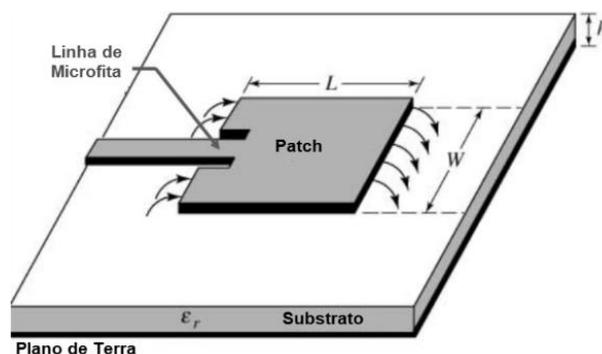
Os mecanismos de alimentação podem ser de fácil fabricação como os de alimentação direta, que é o caso da alimentação por linha de microfita através de cabo coaxial ou de alimentação indireta, realizada através do acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade, que são de difícil fabricação (BALANIS, 2005).

2.4.1. Alimentação por Linha de Microfita

A alimentação por linha de microfita é considerada uma das formas mais simples de alimentação em decorrência da facilidade de fabricação e da facilidade no casamento de impedância.

O método consiste basicamente de uma linha condutora ligada ao *patch* com uma largura geralmente muito inferior à do *patch*, Figura 4. Todavia sua aplicação se limita a larguras de banda entre 2% e 5% em decorrência da espessura do substrato, pois à medida que este aumenta, há um acréscimo nas ondas de superfícies e na radiação espúria de alimentação (SOUSA NETO, 2011).

Figura 4: Alimentação por linha de microfita.



Fonte: BALANIS, 2005.

Na alimentação por linha de microfita o comprimento (L_0) deve ser igual ou inferior a $1/4$ do comprimento de onda e pode ser calculado pela Equação (03) (POSAR, 2012).

$$L_0 = \frac{c}{4f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (03)$$

Onde ϵ_{ref} é a permissividade efetiva, f_r é a frequência de ressonância e c vai ser a velocidade da luz no vácuo.

A largura da linha de alimentação (w_0) pode ser determinada pela Equação (04), conforme (BALANIS, 2005).

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln \left(\frac{8h}{w_0} + \frac{w_0}{4h} \right), & \frac{w_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}} \left[\frac{w_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_0}{h} + 1,444 \right) \right]}, & \frac{w_0}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (04)$$

Em que, Z_c é a impedância de entrada geralmente igual a 50Ω , e a permissividade efetiva (ϵ_{ref}) pode ser expressa pela Equação (05).

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w_0} \right)^{-1/2} \quad (05)$$

O termo h indica a espessura do substrato, o que indica que a largura da linha de microfita terá uma dependência direta da espessura do substrato.

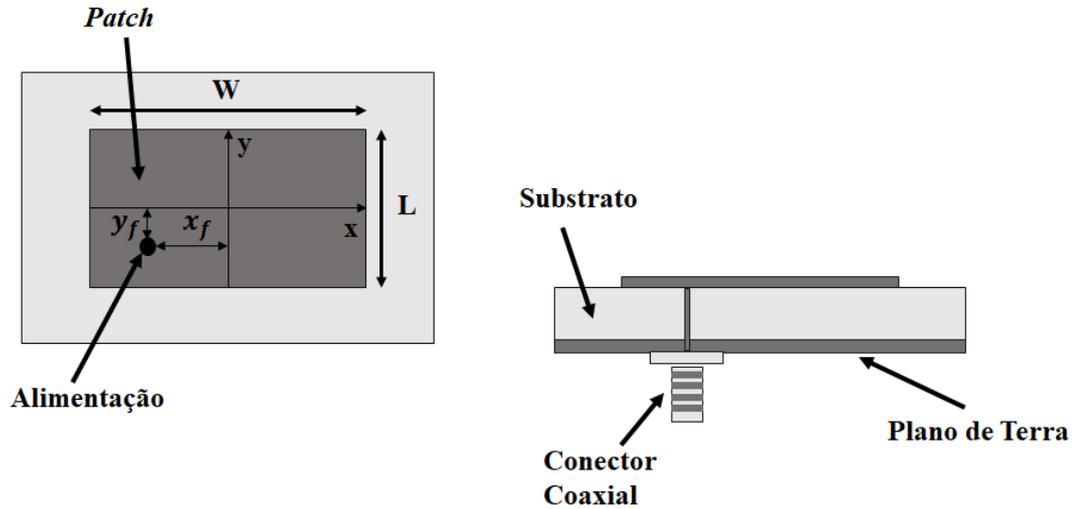
2.4.2. Alimentação por Cabo Coaxial

Esta alimentação é efetivada por um cabo coaxial que atravessa todo o plano de terra até chegar ao *patch*, ou seja, o condutor interno é conectado ao *patch*, ao passo que, o condutor externo é conectado ao plano de terra, como visto na Figura 5 (BALANIS, 2005).

Essa configuração apresenta algumas vantagens como fácil casamento de impedância e possui poucos lóbulos indesejáveis. Contudo suas principais desvantagens é largura de banda estreita, e para substratos espessos é necessária ponta de prova mais grossa o que resulta em mais radiação espúria e ondas de superfícies (SILVA NETO, 2016). Ou seja, a alimentação por cabo coaxial possui baixa radiação espúria, e assim como na alimentação por linha de microfita

apresenta largura de banda estreita, principalmente em substratos espessos (SILVA, 2015; MORAIS, 2011).

Figura 5: Alimentação por cabo coaxial.



Fonte: Adaptado SOUSA NETO, 2014.

O casamento de impedância neste tipo de alimentação se dá pelo posicionamento do ponto de alimentação (x_f, y_f) , que para uma antena retangular o x_f e o y_f pode ser calculado por meio das Equações (06) e (07), respectivamente (SILVA NETO, 2016):

$$x_f = \frac{L}{2\sqrt{\epsilon_{re}(L)}} \quad (06)$$

$$y_f = \frac{W}{2} \quad (\text{para } W \geq L) \quad (07)$$

A permissividade efetiva $(\epsilon_{re}(L))$ pode ser expressa pela Equação (08) e a função da relação entre o comprimento e a altura do substrato $\left(F\left(\frac{L}{h}\right)\right)$ é calculada por (09).

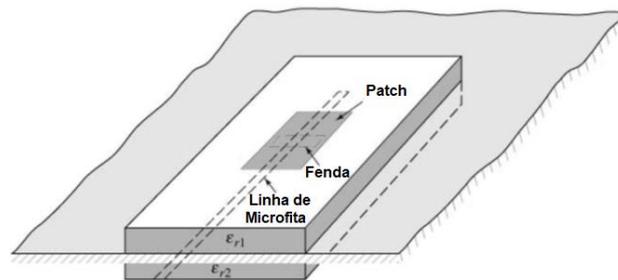
$$\epsilon_{re}(L) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{L}{h}\right) \quad (08)$$

$$F\left(\frac{L}{h}\right) = \left(1 + \frac{12h}{L}\right)^{-1/2} \quad (09)$$

2.4.3. Acoplamento por Abertura

O acoplamento por abertura é um método consiste em dois substratos separados por um plano de terra. Na parte inferior do substrato há uma linha de microfita que transfere a energia ao *patch* por meio de uma fenda (*slot*) no plano de terra que separa os substratos como mostrado na Figura 6 (SILVA, 2015; BALANIS, 2005).

Figura 6: Alimentação por acoplamento por abertura.



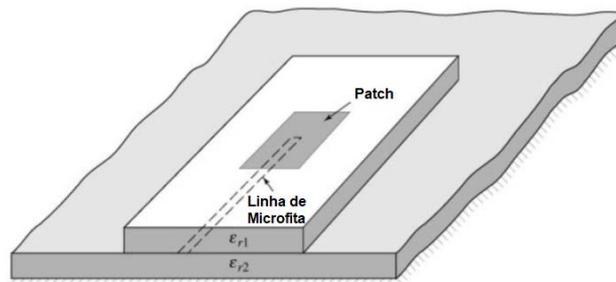
Fonte: BALANIS, 2005.

Neste tipo de alimentação há uma redução da radiação espúria, quando comparado com a alimentação por linha de microfita e por cabo coaxial, no entanto, a largura de banda ainda é estreita.

2.4.4. Acoplamento por Proximidade

A Figura 7 mostra a técnica de alimentação de acoplamento por proximidade, que consiste basicamente em uma linha de alimentação colocada entre dois substratos, onde o *patch* fica acima do substrato superior e o plano de terra abaixo do substrato superior.

Figura 7: Alimentação por acoplamento por abertura.



Fonte: BALANIS, 2005.

O acoplamento por proximidade dentre os métodos analisados anteriormente é o que tem maior largura de banda, devido à utilização da dupla camada dielétrica, o que acarreta em uma espessura maior do substrato (BALANIS, 2005).

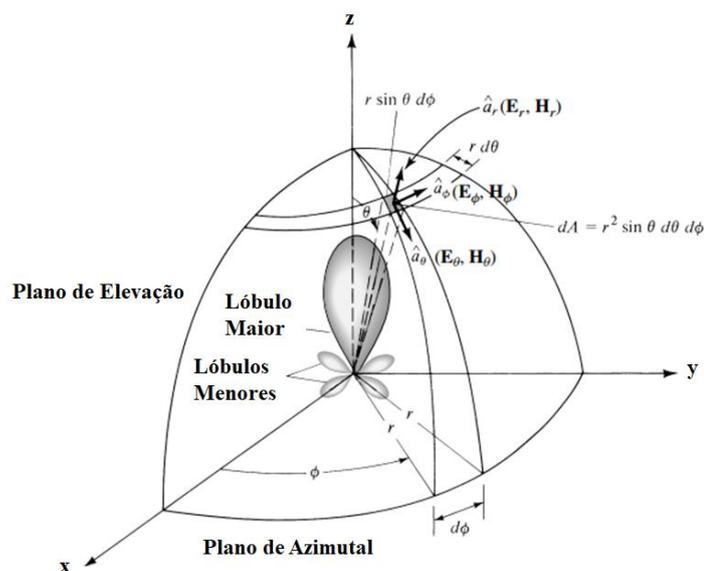
2.5. Parâmetros da Antena

Nesta seção será apresentado de forma sucinta o diagrama de irradiação, polarização, diretividade, largura de banda, perda de retorno e impedância de entrada, com o intuito de proporcionar os conhecimentos básicos para fazer a análise de uma antena.

2.5.1. Diagrama de radiação

Usualmente o diagrama de radiação utiliza um sistema de coordenadas esféricas, com a antena posicionada na origem. O diagrama é uma função de r , θ , ϕ e são definidos pelos planos E e H. Sendo que o plano E (plano de elevação) contém o campo elétrico na direção de máxima radiação, já o plano H (plano azimutal), refere-se ao campo magnético na sua direção de máxima radiação (SILVA, 2015). Na Figura 8 é possível verificar a representação gráfica do diagrama de radiação com seu sistema de coordenadas, assim como os planos vertical ou de elevação ($\phi = 0^\circ$ ou $\phi = 90^\circ$) e o horizontal ou azimutal ($\theta = 90^\circ$) (BALANIS, 2005).

Figura 8: Diagrama de radiação para um sistema de coordenadas.

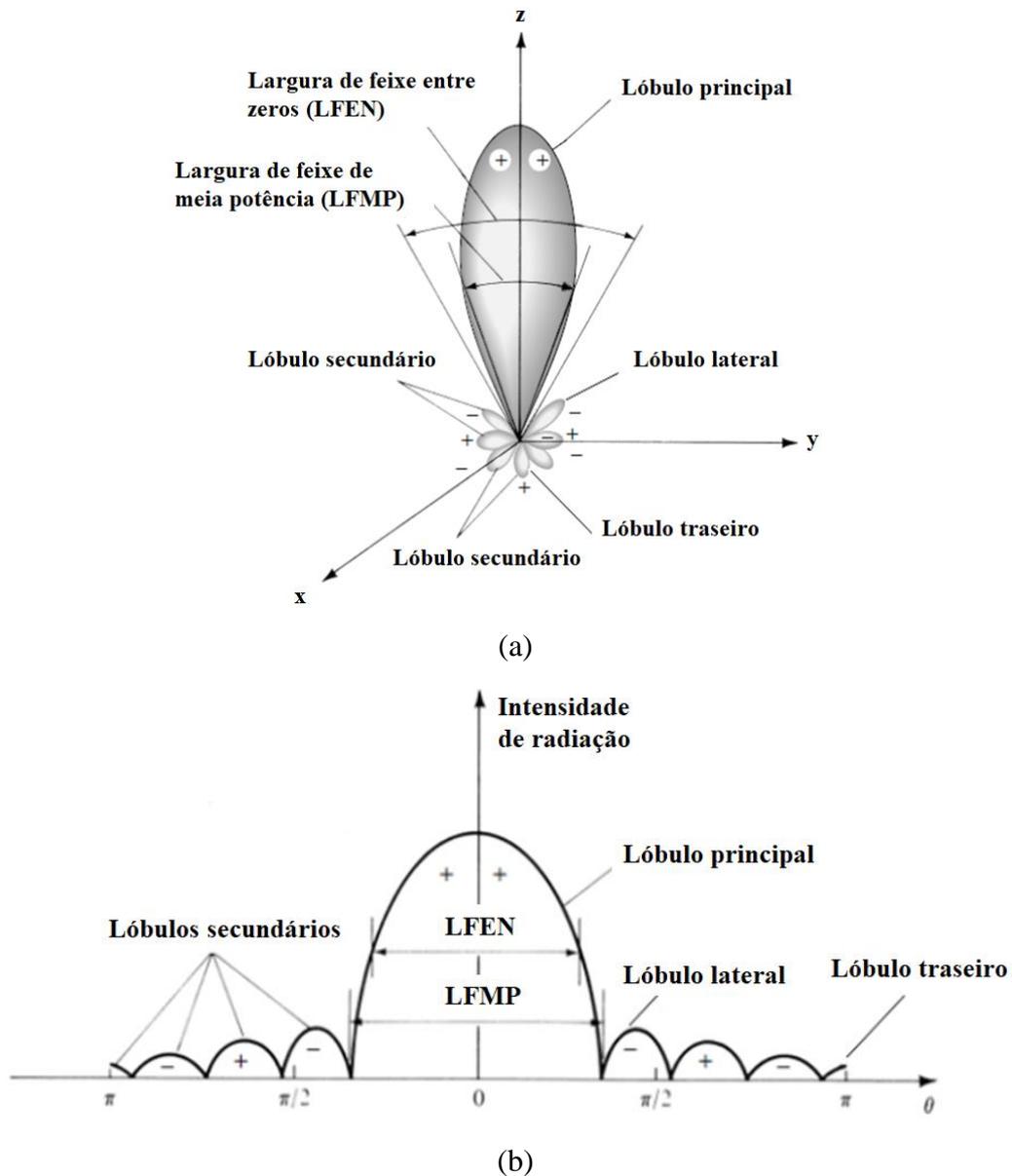


Fonte: BALANIS, 2005.

O elemento radiador pode ser isotrópico, que radia igualmente em todas as direções; radiador direcional, que pode captar ou radiar ondas eletromagnéticas em determinadas direções; ou radiador omnidirecional, que consegue transmitir o sinal em todas as direções perpendiculares a um eixo (BALANIS, 2005).

A Figura 9 (a) mostra o diagrama 3D dos lóbulos e das larguras de feixe entre zeros e de meia potência. A Figura 9 (b) ilustra o gráfico linear bidimensional dos mesmos parâmetros da Figura 9 (a).

Figura 9: Diagrama de radiação dos lóbulos e das larguras de feixe entre zeros e de meia potência (a) 3D, (b) linear bidimensional.



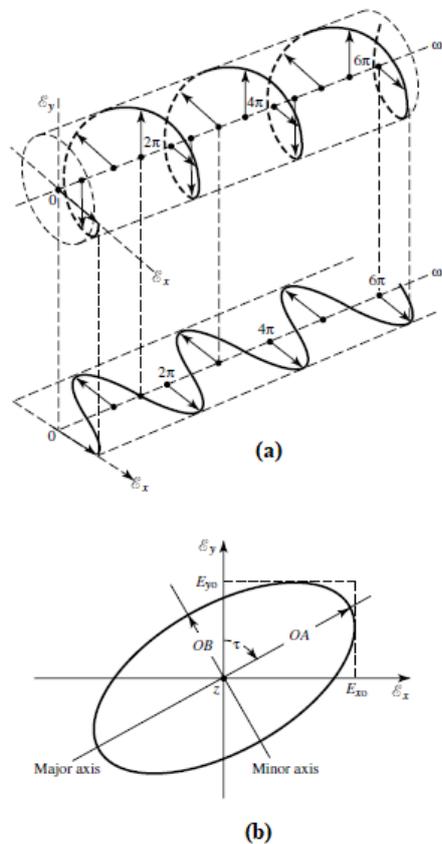
Fonte: BALANIS, 2005.

Os elementos característicos dos diagramas de radiação são as larguras de feixe entre zeros e de meia potência e os lóbulos. A principal diferença entre as larguras de feixe é que na largura de feixe entre zeros (LFEN), a potência radiada decresce ao primeiro valor mínimo, e na largura de feixe de meia potência (LFMP) a potência radiada decresce à metade. Quanto aos lóbulos estes podem ser subdivididos em: lóbulo principal, que contém a direção de máxima radiação; e lóbulos secundários que são os demais módulos de radiação e incluem o lateral e o traseiro.

2.5.2. Polarização

Para determinar a polarização das ondas eletromagnéticas é necessário descrever a cada instante de tempo, o módulo e a direção dos vetores de campo elétrico e magnético nos planos ortogonais à direção de propagação da onda. De acordo com o módulo e a direção dos vetores de campo elétrico e magnético a polarização pode ser classificada como: circular e linear, Figura 10 (a); ou elíptica, Figura 10 (b).

Figura 10: Polarização, (a) circular e linear, (b) Elíptica.



Fonte: BALANIS, 2005.

Na circular, os vetores do campo elétrico ou magnético formam um ângulo com o eixo x, que varia linearmente com o tempo, contudo o módulo permanece constante, formando um círculo. Na polarização linear a direção de oscilação se mantém fixa, mas o módulo e o sentido do campo elétrico ou magnético mudam no tempo, sendo orientado por uma linha reta. Finalmente na polarização elíptica, se os vetores de campo elétrico e magnético variam o módulo e o ângulo ao longo do tempo traçando uma elipse (BALANIS, 2005).

2.5.3. Diretividade

A diretividade de uma antena é adimensional é dada pela razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção e pela intensidade de radiação de uma fonte isotrópica, ou seja, a radiação média em todas as direções (BALANIS, 2005). A Equação (10), mostra a direção de máxima de intensidade de radiação.

$$D_{máx} = D_0 = \frac{U_{máx}}{U_0} = \frac{4\pi U_{máx}}{P_{rad}} \quad (10)$$

Onde D é a diretividade, D_0 é a diretividade máxima, $U_{máx}$ é a intensidade de radiação, U_0 é a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica e P_{rad} é a potência total radiada.

2.5.4. Largura de Banda

A largura de banda de uma antena de microfita é definida como o intervalo de frequência na qual a antena deve funcionar satisfatoriamente. Tal faixa está em torno da frequência central de operação. Geralmente, define-se Largura de banda (BW) de uma antena como a gama de frequências dentro da qual a perda de retorno é inferior a -10dB (BALANIS, 2005).

Geralmente este parâmetro é definido como a diferença entre a frequência do sinal superior e a frequência do sinal inferior, dividido pela frequência central de operação, conforme pode ser observado na Equação (11) (CAPOVILLA, 2004).

$$BW(\%) = 100 \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (11)$$

Em que $BW(\%)$ é a largura de banda em porcentagem, f_1 é a menor frequência de operação na qual $S_{11} \leq -10\text{dB}$, f_2 é a maior frequência de operação na qual $S_{11} \leq -10\text{dB}$ e f_0 é a frequência central de operação.

2.5.5. Perda de Retorno

Em decorrência da presença no meio de transmissão de reflexões na fronteira, que contém uma onda incidente e uma refletida pelo efeito da superposição destas duas ondas, forma um padrão de ondas estacionárias.

O coeficiente de onda estacionária, ou razão de onda estacionária de tensão, VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), é definido como sendo a razão entre os valores máximos e mínimos da amplitude da onda estacionária, como expresso na Equação (12):

$$VSWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\grave{i}n}} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{I_{m\grave{i}n}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (12)$$

Onde o coeficiente de reflexão (Equação 13) é expresso por:

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (13)$$

Sendo que:

- Z_c é a impedância de carga;
- Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão.

O parâmetro da perda de retorno corresponde a S_{11} na matriz de espalhamento, no qual é aceito valores menores que -10 dB (POZAR, 2011). A perda de retorno RL (*Return Loss*), é expressa na Equação (14).

$$RL_i(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_i^+} \right| (\text{dB}) = 20 \log |\Gamma| (\text{dB}) \quad (14)$$

Este parâmetro indica a proporção entre a potência incidente e a refletida, quando há ou não um descasamento de impedâncias entre a linha de transmissão e o *patch*.

2.5.6. Impedância de Entrada

A impedância de entrada pode ser determinada por fatores, como a frequência de ressonância da antena, o tipo de material que será fabricada, da geometria escolhida e de sua proximidade com os objetos circundantes. Este parâmetro pode ser calculado pela relação entre a tensão e a corrente em um par de terminais ou a relação entre os componentes apropriados dos campos elétrico e magnético em um ponto e pode ser definido conforme a Equação (15) (BALANIS, 2005).

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_A + jX_A \quad (15)$$

Em que a parte imaginária representa a potência armazenada no campo próximo e a parte resistiva é dividida em dois componentes, como mostra a Equação (16).

$$R_A = R_r + R_L \quad (16)$$

Onde,

R_r é a resistência à radiação da antena.

R_L é a resistência de perda da antena.

Considerando que a impedância de entrada é um parâmetro que interfere na eficiência da transmissão e recepção de sinal o seu estudo é de extrema importância.

2.6. Arranjo de Antenas

Um arranjo é constituído por um número finito de elementos, e são utilizados para aplicações onde é necessário projetar antenas com características muito diretivas, com o lóbulo principal estreito, implicando em altos ganhos. Tais características dificilmente são alcançadas com apenas um elemento de antena, pois geralmente o padrão de radiação de uma única antena tem valores mais baixos de ganhos (BALANIS, 2005). A direção do ganho máximo é ajustada de acordo com a fase do sinal de cada elemento, que são somadas, resultando em um ganho do arranjo na direção dos elementos (CAETANO, 2010).

Para arranjo com elementos idênticos é necessário analisar a configuração do arranjo (linear, retangular, circular, dentre outros), o deslocamento entre os elementos, a amplitude de

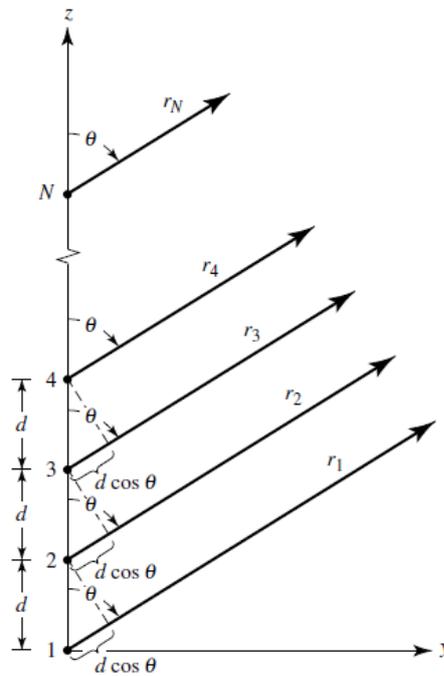
excitação dos elementos individuais a fase de excitação dos elementos individuais e o padrão relativo dos elementos individuais (BALANIS, 2005).

Nessa seção será descrita o arranjo de fase linear, que é o mais simples, onde seus elementos são dispostos ao longo de uma linha.

2.6.1. Fator de Arranjo Linear

A Figura 11 mostra a geometria do arranjo linear de N elementos, ao longo do eixo z , com um distanciamento d entre os elementos. Nessa configuração consideram-se todos os elementos idênticos de mesma magnitude, e fase progressiva (BALANIS, 2005).

Figura 11: Arranjo linear de N elementos.



Fonte: BALANIS, 2005.

Considerando os elementos como fontes pontuais é possível obter o fator de matriz, determinado pela Equação (17) (BALANIS, 2005).

$$FA = 1 + e^{+j(Kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(Kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(Kd \cos \theta + \beta)} \quad (17)$$

Em que, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, e N é o número de elementos. O fator de matriz de N -elementos pode ser reescrita como uma somatória dos termos, conforme Equação (18).

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)(Kd \cos \theta + \beta)} \quad (18)$$

Onde:

- FA é o fator de matriz;
- d é o espaçamento dos elementos do arranjo.
- N é o número de elementos que compõem o arranjo;
- β é a diferença na excitação de fase entre os elementos;
- θ é o ângulo direcional;

O termo $(Kd \cos \theta + \beta)$ pode ser escrito como função do ângulo ψ , portanto:

$$\psi = Kd \cos \theta + \beta \quad (19)$$

Essa função depende da separação dos elementos de antenas (d) e do ângulo direcional (θ), e da diferença na excitação de fase entre os elementos (β).

Então o fator de matriz, pode ser escrito como uma somatória vetorial de N fasores, com amplitude unitária e fase progressiva (ψ) (BALANIS, 2005).

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)\psi} \quad (20)$$

Multiplicando ambos os lados da Equação (20), por $e^{j\psi}$ pode-se obter a forma mais compacta e fechada do fator de arranjo, expresso pela Equação (21):

$$(FA)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (21)$$

Subtraindo (20) de (21), tem-se:

$$FA(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi}) \quad (22)$$

Com algumas manipulações algébricas a Equação (21), pode ser reescrita como:

$$FA = \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \quad (23)$$

Ou ainda como:

$$FA = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (24)$$

Caso o ponto de referência seja o centro físico da matriz, então a Equação (24), pode ser reescrita como:

$$FA = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (25)$$

Considerando agora pequenos valores de ψ , pode-se utilizar a seguinte aproximação para a Equação (25):

$$FA \cong \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \quad (26)$$

Para conseguir o número máximo de elementos do arranjo de matriz as Equações (25) e (26), devem ser normalizadas, que são escritas como:

$$(FA)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (27)$$

$$(FA)_n \cong \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \quad (28)$$

2.6.2. Espaçamento entre Elementos de um Arranjo Linear

A direção da máxima radiação em um arranjo pode ser orientada em qualquer direção, por meio do ajuste da fase de excitação (β). Considerando que a radiação máxima do arranjo varia com o ângulo θ_0 entre 0° e 180° , substituindo θ por θ_0 na Equação (19), tem-se.

$$\psi = Kd \cos \theta + \beta|_{\theta=\theta_0} \quad (29)$$

Considerando ψ igual a zero e isolando a fase de excitação, obtém-se:

$$\beta = -Kd \cos \theta_0 \quad (30)$$

Isolando o ângulo θ_0 , tem-se :

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left(\frac{\beta}{Kd} \right) \quad (31)$$

Ou

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left(\frac{\lambda\beta}{2\pi d} \right) \quad (32)$$

Portanto a variação do valor de β irá causar uma variação do ângulo θ_0 e conseqüentemente um deslocamento do feixe. Neste sentido quando os elementos estão em fase e com mesma amplitude, resultará em um feixe na direção *broadside* (SOUSA NETO, 2014).

Considerando a variável como $v = \cos \theta$, a Equação (18) pode ser reescrita como:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{+jNKd(v-v_0)} \quad (33)$$

Neste caso a direção de maior radiação v_0 está relacionada com a diferença de fase $\Delta\psi = -Kdv_0$. As funções $FA(v)$ e $FA(\theta)$ são relativas ponto-a-ponto a região visível do espaço ($|v| \leq 1$), correspondente aos ângulos reais θ . Em que $FA(v)$ é uma função periódica de v com o período de (SOUSA NETO, 2014):

$$\frac{2\pi}{kd} = \frac{\lambda}{d} \quad (34)$$

Considerando a equação (33), expressa por uma série de Fourier, como uma função periódica de v , o seu máximo ocorre sempre que o argumento da equação for múltiplo de $2i\pi$, neste caso o argumento pode ser igualado da seguinte forma:

$$kd(v - v_0) = 2i\pi \quad (35)$$

Considerando que $k = 2\pi/\lambda$, tem-se que:

$$v - v_0 = \frac{2i\pi}{kd} = \frac{i\lambda}{d} \quad (36)$$

Portanto quando $v = v_0$ ocorre o máximo, geralmente este valor refere-se ao lóbulo principal, os demais lóbulos são denominados de secundários. A presença de lóbulos secundários reduz a potência do lóbulo principal e conseqüentemente diminui o ganho da antena por este motivo tais lóbulos são indesejáveis devendo ser eliminados ou minimizados. Dessa forma o espaçamento d deve ser escolhido para minimizar os lóbulos indesejáveis. Neste sentido quando o lóbulo principal está em uma direção v_0 , o lóbulo de grade mais próximo da região visível pode então ser localizado por meio da Equação (35) (SOUSA NETO, 2014).

$$v - v_0 = -\frac{1}{d/\lambda} \quad (37)$$

Em que o lóbulo de grade aparecerá no espaço visível quando atender a seguinte condição:

$$v_0 - \frac{1}{d/\lambda} \leq -1 \quad (38)$$

Logo o espaçamento d pode ser definido pela Equação (37).

$$\frac{d}{\lambda} \propto \frac{1}{1 + \sin|\theta_{0m\acute{a}x}|} \quad (39)$$

Portanto o critério de espaçamento d entre os elementos é determinado em termos do maior ângulo de radiação.

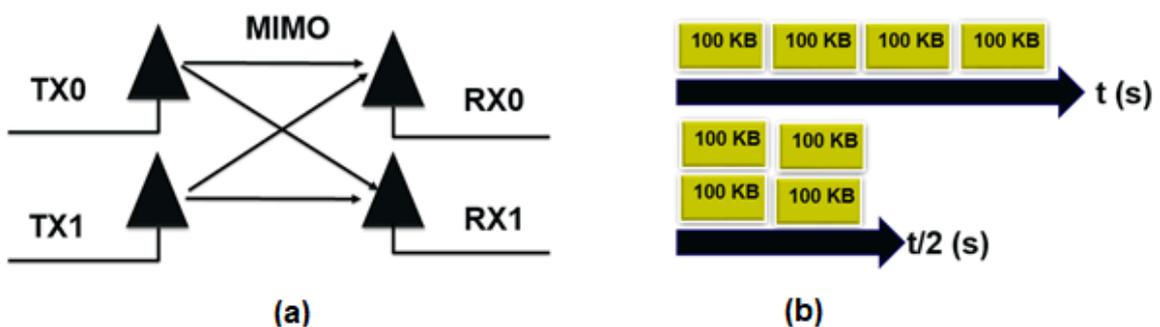
3. SISTEMAS MIMO (MULTIPLAS ENTRADAS E MULTIPLAS SAIDAS)

O sistema MIMO (*multi-input multi-output*) combina múltiplas entradas e múltiplas saídas do sinal, com isso, alcança taxas de transmissão mais altas e conseqüentemente, há um aumento na velocidade das redes sem fio melhorando a transmissão do sinal. Em decorrência do reaproveitamento dos sinais refletidos, há um aumento da taxa de transferência (*throughput*), pois os receptores recebem múltiplas versões do mesmo sinal e com isso diminuem as perdas de sinal e aumenta a confiabilidade de transmissão do link (NAVARRO, 2012).

Neste sistema se utiliza a diversidade espacial com o aumento do número de transmissores e receptores, e a multiplexação espacial, onde o sinal do transmissor é dividido em vários feixes menores que colidem e desviam dos inúmeros obstáculos que podem existir entre o transmissor e o receptor (GESBERT, 2003). Os vários caminhos percorridos pelos sinais podem ocasionar atrasos em partes do sinal, mas são compensados pelas antenas receptoras, que possuem algoritmos responsáveis por fazer os cálculos baseando-se nos múltiplos percursos e reflexões sofridas pelos sinais até chegar ao receptor (ALMEIDA, 2013).

Nos sistemas MIMO a quantidade de antenas transmissoras e receptoras, variam de acordo com o tipo do aparelho, não sendo necessário haver a mesma quantidade de antenas em ambos os aparelhos. Contudo o sistema mais comum para exemplificar é o MIMO 2x2 (Figura 12 (a)), onde há duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras. Neste sistema o tempo para transmissão e recepção de dados é reduzido pela metade, Figura 12 (b), tal aumento na velocidade é um parâmetro desejável para as novas tecnologias de comunicação sem fio.

Figura 12: Sistema MIMO 2x2 (a) Representação da antenna MIMO 2x2. (b) tempo para transmissão e recepção de dados no sistema MIMO 2x2.



Fonte: Própria

A tecnologia de múltiplas antenas é considerada como uma solução eficaz para aumentar a eficiência do espectro e combater o desvanecimento por múltiplos percursos, pois tira proveito da natureza aleatória da propagação das ondas combinando réplicas dos sinais emitidos e recebidos melhorando o desempenho do sistema, e a qualidade do serviço oferecido. E tem como principais vantagens, maiores velocidades de transmissão dos dados, menor latência do sinal, maior alcance do sinal, menor interferência além de possibilitar um número maior de usuários conectados ao mesmo tempo (NAVARRO, 2012).

Contudo a principal desvantagem no seu funcionamento é recuperar a informação original corretamente, em decorrência das múltiplas entradas e saídas deste sistema (GESBERT, 2010; FOUDAZI, 2012).

3.1.História e Evolução Das Antenas MIMO

As antenas MIMO surgiram como uma alternativa viável e promissora para melhorar a taxa de transmissão, recepção e alcance de sinal dos sistemas de comunicação atuais, com altas velocidade como o caso do 5G. Os estudos dessa tecnologia iniciaram na década de 70 com importantes propostas de modelos matemáticos, feitas por A.R. Kaye e D. A. George em 1970 e L. H. Brandenburg, Wyner e W. Van Etten em 1975 (SHARAWI, 2013).

Contudo somente a partir da década de 90 houve um aumento de publicações a respeito do tema. Em 1996, Foschini, da *Bell Laboratories*, escreveu um artigo sobre a arquitetura espaço-tempo em camadas para comunicação sem fio em um ambiente de desvanecimento ao usar antenas multielementos, que se tornou pioneiro no estudo de vários elementos para melhorar o desempenho e reduzir a interferência co-canal (FOSCHINI, 1996.). Seu trabalho foi reforçado em 1998, onde analisa os limites das comunicações sem fio em um ambiente de desvanecimento ao usar várias antenas (FOSCHINI, 1996.). E ainda em 1998 Greg Rayleigh em seu estudo utiliza a propagação por multipercurso e antenas co-localizadas para aumentar a velocidade de transmissão (LAGES, 2015).

Nas últimas décadas a tecnologia MIMO, vem se tornando uma importante ferramenta nos sistemas de comunicação modernos. A partir de 2006, milhares de empresas como Broadcom e Intel começaram a aplicar essa tecnologia nas redes de área local (LAN e LAGES, 2015). E em 2009, os equipamentos WLAN foram ampliados com capacidade MIMO e ofereciam taxas de dados máximas de 300 Mbps (JENSEN, 2016).

Mohammad S. Sharawi, em 2013, assegura que o uso de múltiplas antenas aumenta a taxa de dados que transita dentro de uma largura de banda limitada e níveis de potência o que torna o uso dessa tecnologia peça chave para o sistema sem fio da quarta geração (4G). Destaca ainda a necessidade de tais antenas cobrirem várias bandas de operação, apontando para o projeto como o principal desafio das antenas para atender as métricas de desempenho como largura de banda, ganho, eficiência e frequência de ressonância, ao mesmo tempo em que se deve atender as necessidades de antenas MIMO cada vez mais compactas (SHARAWI, 2013).

Em 2014, S. Sultan, S. Imran faz um estudo sobre o projeto e desempenho de uma matriz de antena monopolar impressa de banda múltipla de dois elementos para terminais MIMO, no qual há dois ramos em forma de L invertidos e uma ranhura retangular com uma extremidade circular, gravada no plano de terra, que foram introduzidas para melhorar o isolamento entre os elementos da antena (SHOAIB, 2014).

Um sistema com 4 elementos de antenas dispostas simetricamente um em cada canto do substrato de FR4, sendo adequada para aplicações de terminal móvel WLAN, é projetado em 2015 por H. Huang e Y. Liu. Onde cada elemento radiador é constituído em forma de L e dois topos de curto-circuito, para conseguir um bom desempenho de isolamento, duas estruturas de isolamento diferentes são introduzidas simultaneamente para mitigar acoplamento mútuo entre os vários elementos (HUANG, 2015).

Em abril de 2017, W. Kin-Lu e T. Chih-Yu, utilizam blocos de construção formado por duas antenas para formar uma matriz 8 x 8, que opera na faixa de frequência de 3,5 GHz, valor este, acordado pela Conferência Mundial de Radiocomunicação em 2015, para futuros serviços móveis de banda larga. Ainda de acordo com o W. Kin-Lu e T. Chih-Yu, o mesmo aponta esse tipo de matriz obtida de oito antenas MIMO como muito promissora para aplicações em *smartphones* da quinta geração (5G) (WONG, 2017). Ainda em 2017 W. Qian, propõe 4 pares de arranjos de antenas, posicionados em um cilindro para a frequência de 3,5 GHz para o 5G (WANG, 2017).

Recentemente, em 2019, S. Nathapat propõe um novo design de banda quádrupla para uma antena 4X4, com alto desempenho o baixo Coeficiente de Correlação de Envoltória (ECC) (SUPREEYATITIKUL, 2019). Em 2020, E V. Udayamoorthy propõe uma antena multibanda para o 5G, com base na configuração de uma antena *patch* retangular, onde insere fendas para melhorar o desempenho da antena (VENKATESHKUMAR, 2020).

Atualmente a tecnologia MIMO massivo vem se mostrando eficaz com ganhos de desempenho ainda maiores em futuros sistemas sem fio como os da quinta geração (LARSSON,

2014). Portanto o estudo do comportamento e aperfeiçoamento destas antenas MIMO e MIMO massivo são muito relevantes no contexto atual, pois o desenvolvimento dessa tecnologia promete a efetivação da Internet das Coisas (IoT), com carros autônomos, monitoramento remoto de cirurgia robótica virtual com interações médico-paciente e o aprimoramento da realidade virtual e casas inteligentes.

A tecnologia MIMO agora está consistentemente incluída em qualquer padrão sem fio móvel sofisticado, e espera-se que a tecnologia MIMO massiva com sinalização MIMO multiusuário associada permita ganhos de desempenho ainda maiores em futuros sistemas sem fio.

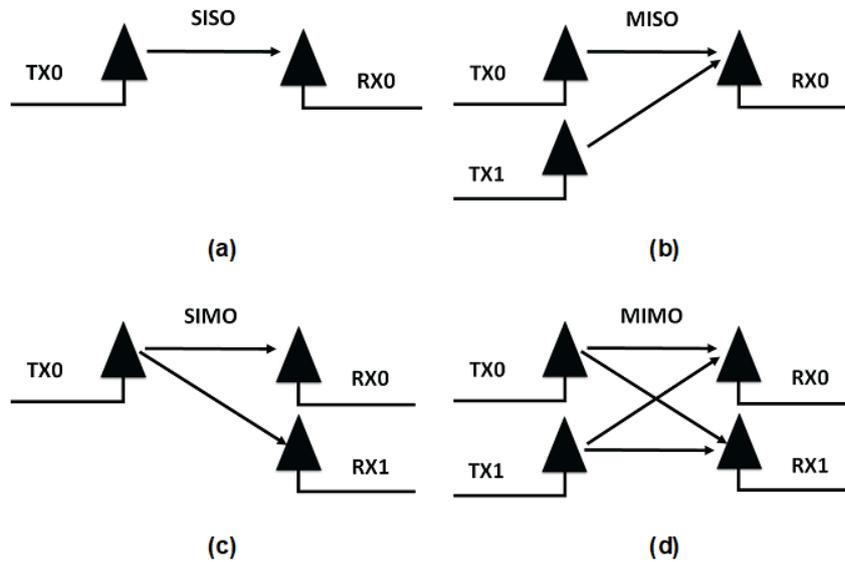
3.2. Técnicas MIMO

Para entender melhor a técnica de múltiplas entradas e múltiplas saídas de sinais é necessário conhecer um pouco da evolução das técnicas de transmissão e recepção de sinal para melhorar o desempenho de sinal. Para isso é necessário conhecer as técnicas SISO (single-input single-output), MISO (*Multiple-input and single-output*), SIMO (*Single-input and multiple-output*) e MIMO (*multiple-input and multiple-output*), que são apresentados na Figura 14.

Na Figura 13 (a), mostra a configuração SISO, onde há apenas uma entrada e uma saída, ou seja, tem apenas um transmissor (TX0) e um receptor (RX0). Nas Figuras 14 (b) e (c), têm-se os sistemas MISO (múltiplas entradas, uma saída) e SIMO (uma entrada, múltiplas saídas), respectivamente. Já a Figura 13 (d) apresenta um sistema MIMO do tipo 2x2, onde há múltiplas entradas, cada antena transmissora com dois canais, e múltiplas saídas, cada antena receptora com dois canais combinados (TELECOMHALLBR, 2011).

A tecnologia MIMO, por oferecer um aumento na taxa de transferência de dados e alcance do link em decorrência do fenômeno de múltiplos percursos, sem que haja um aumento da largura ou a adição de potência na transmissão, vem se tornando uma importante tecnologia de inovação na comunicação sem fio. Nesta técnica os principais benefícios são ganho de arranjo, ganho por diversidade espacial, ganho de multiplexação espacial e redução de interferência por meio da técnica de *beam forming* (SALES, 2017).

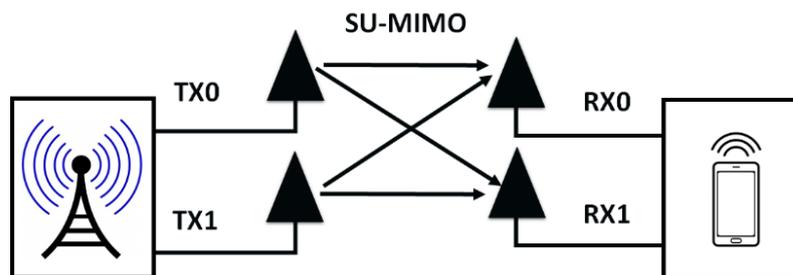
Figura 13: Evolução da tecnologia MIMO (a) Representação da antena SISO; (b) Antena MISO; (c) Antena SIMO, (d) Antena MIMO 2x2.



Fonte: Própria

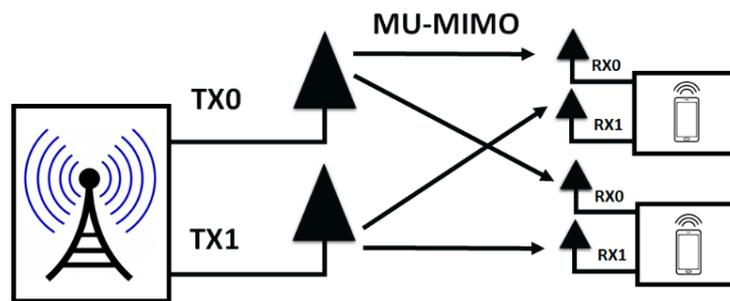
Tal sistema de múltiplas antenas permite uma maior flexibilidade podendo ser subdividida em duas técnicas de comunicação. Uma é a SU-MIMO (*single-user- multiple-input and multiple-output*), onde o transmissor se comunica com um único usuário (veja Figura 14) e a outra é a MU-MIMO (*Multi-User- multiple-input and multiple-output*) onde múltiplos usuários transmitem e recebem dados simultaneamente com visto na Figura 15 (LAGES, 2015; OLIVEIRA, 2010; e OLIVEIRA, 2017).

Figura 14:Esquemático da técnica de comunicação SU-MIMO.



Fonte: Própria

Figura 15: Esquemático da técnica de comunicação MU-MIMO.



Fonte: Própria

As técnicas MIMO também podem ser divididas em três categorias, a pré-codificação (*precoding*), Multiplexação Espacial (*Spatial Multiplexing*), Codificação por diversidade (*Diversity Coding*) (LAGES, 2015).

A técnica da pré-codificação tem por finalidade maximizar a potência de sinal transmitida em direção ao receptor, também pode ser generalizada como a técnica de formação de feixe (*beam forming*). Contudo tal técnica exige um conhecimento do canal de propagação e não é indicado para sistema com múltiplas antenas, pois não é possível direcionar a potência para todos os receptores sendo, neste caso, o mais indicado múltiplos fluxos (LAGES, 2015).

Na multiplexação espacial, cada pacote de dados é codificado de forma independente e transmitidos por uma antena diferente no mesmo canal de frequência, sendo, portanto, reutilizado a dimensão espacial para canais e dados diferentes. No receptor são tratados como canais em paralelo, fazendo uso de dois sinais independentes recebidos para o mesmo usuário, possibilitando um aumento na taxa de transferência dados (GESBERT, 2010; LAGES, 2015; OLIVEIRA, 2010 e OLIVEIRA, 2017)

A técnica de codificação por diversidade surge como uma alternativa para melhorar a confiabilidade na recepção de dados, pois envia o sinal através de múltiplas antenas. Neste caso, se um dos sinais falhar, outro pode ser recebido, contudo para que isso ocorra de forma eficaz é necessário que os sistemas estejam descorrelacionados, o que pode ser analisado pelo coeficiente de correlação de envoltória (AROGYASWAMI, 2004 e LAGES, 2015).

3.3. Coeficiente de Correlação de Envoltória

Um dos parâmetros para avaliar o desempenho das antenas para sistemas MIMO, é a análise do coeficiente de correlação de envoltória (*Envelope Correlation Coefficient– ECC*)

que pode ser calculado a partir dos valores reais e imaginários dos parâmetros S, obtido através da Equação 40. Onde ρ_{e21} é o coeficiente de correlação de envoltória de sinal quando se considera duas antenas (JUSOH, 2013; FOUDAZI, 2012).

$$\rho_{e21} = \frac{|S_{11}^* S_{21} + S_{12}^* S_{22}|^2}{|(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)|} \quad (40)$$

Este coeficiente nos diz o quanto são independentes os padrões de radiação da antena, idealmente o ECC será zero. Contudo o coeficiente de correlação de envoltória é considerado satisfatório a partir de valores inferiores a 0,5 e muito bom para aplicativos MIMO para valores inferiores a 0,3 (ZHANG, 2013). Quando há N elementos o coeficiente de correlação de envoltória pode ser determinado pela Equação 41 (SUPREEYATITIKUL, 2019).

$$ECC = \rho_e(i, j, N) = \frac{|\sum_{n=1}^N S_{1,n}^* S_{n,j}|^2}{\prod_{k=(i,j)} [1 - \sum_{n=1}^N S_{1,n}^* S_{n,k}]} \quad (41)$$

Onde $\rho_e(i, j, N)$ é o ECC entre as antenas i e j do sistema de antenas MIMO de N elementos (SUPREEYATITIKUL, 2019).

3.4. Visão Geral da Padronização do 5G

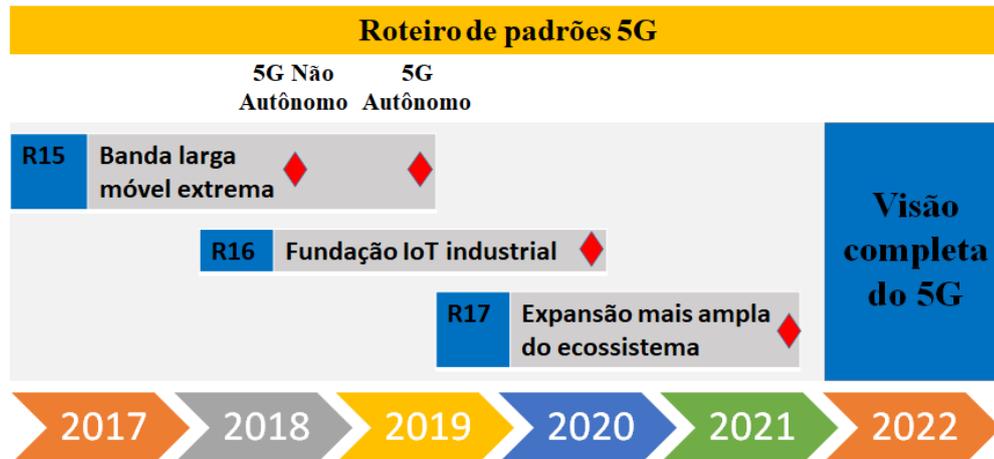
Antes de introduzir a tecnologia 5G é necessário conhecer algumas das tecnologias empregadas na comunicação móvel na geração anterior, utilizando o sistema MIMO. A seguir serão descritas algumas versões que anteriores a padronização do 5G:

- **3GPP (The 3rd Generation Partnership Project) LTE (Long Term Evolution):** é utilizada na 4ª geração de telefonia móvel e exploram a tecnologia MU-MIMO. Graças a esta tecnologia, as redes 3GPP LTE o espectro de rádios disponíveis pode alcançar maior eficiência espectral do que as redes 3G existentes anteriormente (MAHA, 2013).
- **Versão 8 – Introdução do LTE:** foi lançado em 2008, e introduziu o esquema SU-MIMO no modelo do sistema de comunicação, todos os lançamentos a seguir aprimoraram essa tecnologia (MAHA, 2013). Esta versão apresenta um esquema de múltiplas antenas 4x4 MIMO, com largura de banda de 20 MHz (RODOVALHO, 2017).

- **Versão 9 - Aprimoramento do LTE:** foi lançado em 2009, nessa segunda versão do LTE, foram adicionadas algumas melhorias, dentre elas incluem os esquemas SU-MIMO e MU-MIMO juntos, além da formação de feixe MIMO, utilizado para aumentar o rendimento da borda da célula, à medida que direciona o feixe (MAHA, 2013).
- **Versão10 - LTE *Advanced*:** Lançado em 2011, o modo de evolução à longo prazo avançado permite uma possível troca entre SU-MIMO e MU-MIMO (MAHA, 2013). Nesta versão há um aprimoramento dos sistemas MIMO que permite até 8×8 MIMO com uma banda de transmissão de até 100MHz (RODOVALHO, 2017).
- **Versão 11 – Aprimoramento do LTE *Advanced*:** lançado em 2012, traz alguns avanços em relação à versão anterior como a técnica de economia de bateria do *smartphone*, mas também utiliza a transmissão MIMO de quatro ramificações para HSDPA, e MIMO com 64QAM para HSUPA (3GPP Reenlace 11, 2022).
- **Versão 12 - Aprimoramento do LTE *Advanced*:** lançado em 2013, tem um aprimoramento adicional do *Downlink* MIMO (3GPP Reenlace 12, 2022).
- **Versão 13 –** aprimora a taxa de transferência e a eficiência espectral, por meio das tecnologias *Full Dimension* MIMO (FD-MIMO) e *Licensed Assisted Access* (LAA) (LEE, 2016).
- **Versão14 –** Caracteriza-se pelo início da padronização do 5G (LEE, 2016).

Contudo a primeira versão completa dos padrões 5G do 3GPP foi concretizada a partir da Versão 15, iniciada em dezembro de 2018, com o 5G não autônomo, já as especificações para o 5G autônomo foi lançada em 2019. Esse padrão, foi criado para atender as necessidades de comunicação da indústria e da IoT, contudo para atingir tais objetivos é preciso um processo incremental e cada versão se baseia nos recursos da anterior. A Versão 16, tem sua data de início em março de 2020, já a Versão 17 está em andamento com previsão de conclusão para 2022, conforme o cronograma na Figura 16 (BERTENYI, 2021).

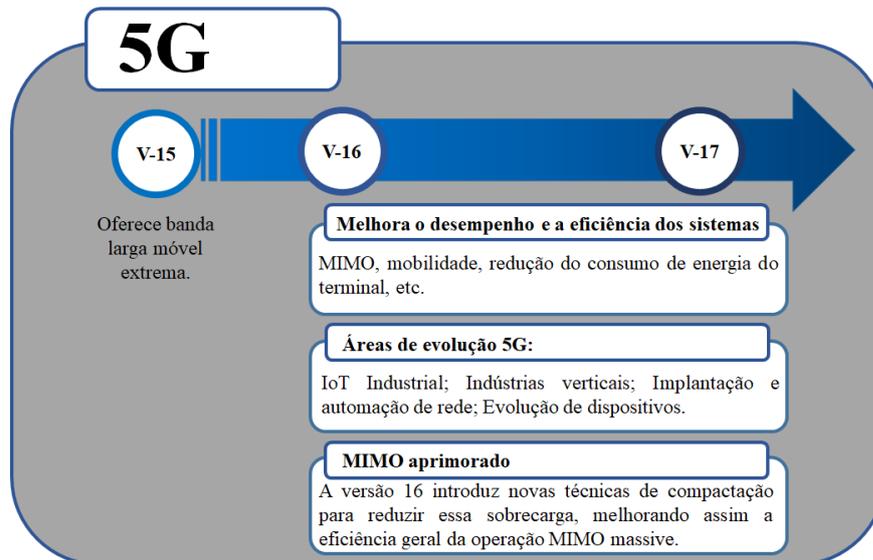
Figura 16: Cronograma de evolução dos padrões 5G em 3GPP.



Fonte: Adaptada (BERTENYI, 2021)

Um resumo simplificado das tecnologias em estudo para a evolução do 5G é apresentado na Figura 17, pois à medida que as implantações de 5G se tornam mais difundidas, há a introdução de melhorias como a economia de energia e o aprimoramento de sistemas como o MIMO massivo que será implementado a partir das versões 16 e 17.

Figura 17: Evolução do 5G nas versões 15, 16 e 17.



Fonte: Adaptada (BERTENYI, 2021)

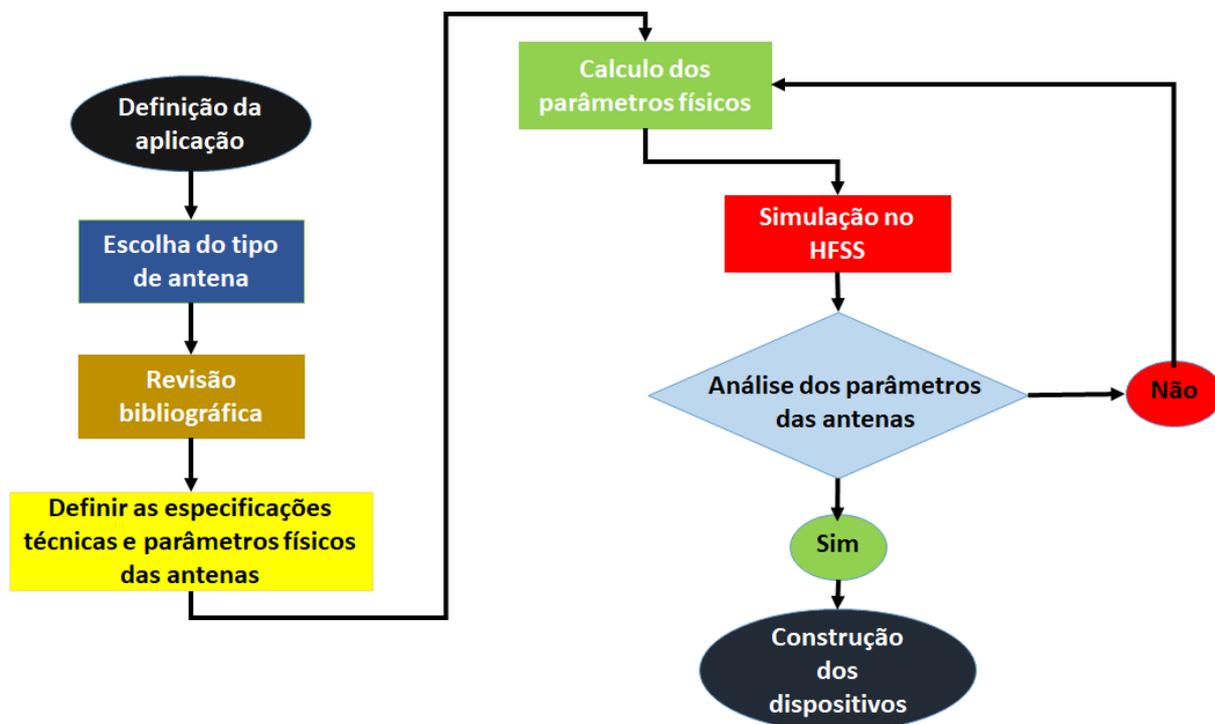
Como pode ser observada, a tecnologia de antenas MIMO vem despontando como uma das mais eficientes na transmissão e recepção sinal, e é considerada como essencial para a quinta geração (5G) em decorrência da sua promessa de altos ganhos e desempenhos (ASAAD, 2018).

Neste contexto à medida que surgem novas necessidades, por uma conectividade mais rápida para atender a alta demanda de tráfego móvel e eficiência energética que as redes 5G requerem, há a inserção e aprimoramento das antenas MIMO e MIMO massivo (ASAAD, 2018). Contudo o grande problema é aumentar o número de elementos sem afetar o isolamento que afetam o desempenho da diversidade e a capacidade do canal (BABU, 2020).

4. MATERIAIS E MÉTODOS

Nesta seção será descrito os procedimentos metodológicos para realização deste trabalho conforme Figura 18. No qual inicialmente definiu-se a aplicação, assim como o tipo de antena, para então definir as especificações técnicas e os parâmetros físicos das antenas e realizar os cálculos dos parâmetros físicos. As simulações foram feitas no *software* Ansoft HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) (EL MRABET, 2006). O HFSS permite a modelagem em 3D de qualquer geometria, proporcionando a visualização de vários de parâmetros como frequência de ressonância e campos eletromagnéticos, sendo, portanto, uma valiosa ferramenta na pesquisa e simulação de uma série de dispositivos.

Figura 18: Metodologia para elaboração do trabalho.



Fonte: Própria.

O substrato utilizado neste trabalho foi o FR4 de constante dielétrica de 4,4 e espessura de 1,57 mm, a opção por este substrato foi em decorrência de ser um material de fácil aquisição e muitas aplicações nessa faixa de frequência. Após a escolha do material projetou-se três antenas para operar na frequência de 3,5 GHz, que é uma das faixas para a implementação do 5G no Brasil, pela Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL). Em 2019, a ANATEL publicou as resoluções relativas as faixas de 2,3 GHz e 3,5GHz, assim como suas condições de

uso. Nesta resolução a frequência de 3,5 GHz foi destinada ao serviço móvel, de banda larga fixa, telefonia fixa e serviços limitados privado (5G AMÉRICA, 2019).

As antenas projetadas constituem-se em uma antena de microfita com *patch* retangular, circular e uma antena dipolo. Inicialmente foi realizado a simulação das antenas de forma individual de cada geometria com o intuito de validar os resultados. Após isso foram realizadas novas simulações com três configurações distintas. A primeira, com dois elementos de antenas posicionados simetricamente um ao lado do outro. A segunda, também com duas antenas, só que uma perpendicular à outra. E a terceira com quatro elementos, todos perpendiculares entre si. Tais simulações tiveram a finalidade de verificar a influência do posicionamento das antenas no isolamento das portas.

A seguir serão apresentados os equacionamentos que foram utilizados para a realização dos projetos base das antenas planares para 3,5 GHz.

4.1. Antena de Microfita Retangular

A presente antena de microfita com *patch* retangular utilizou o substrato de FR4 com espessura de 1,57 mm e foi projetada para atuar numa frequência de 3,5 GHz. O cálculo realizado para a largura do *patch* foi obtido através da Equação (42) (BALANIS, 2005).

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (42)$$

Onde, μ_0 é permeabilidade magnética no vácuo, ϵ_0 é a permissividade elétrica do vácuo, f_r é a frequência de ressonância e ϵ_r é a constante dielétrica.

Posteriormente foi projetado o comprimento do *patch*. Contudo, foi necessário calcular ainda a permissividade elétrica efetiva (ϵ_{reff}), e o comprimento de frangeamento (ΔL). Isso é devido aos campos eletromagnéticos ultrapassarem os limites físicos do *patch*, formando campos de franja nas bordas do *patch*. A ocorrência desse fenômeno se dá quando os campos eletromagnéticos se propagam por meio do *patch* e se deparam com uma descontinuidade nas dimensões finitas do mesmo. A permissividade elétrica efetiva foi calculada pela Equação (43), já para obtenção da variação de comprimento da antena, considerou-se a Equação (44).

$$\varepsilon_{\text{reff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (43)$$

$$\Delta L = h \times 0,4212 \frac{(\varepsilon_{\text{reff}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{\text{reff}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (44)$$

Por fim, pode-se então calcular o comprimento do *patch* através da Equação (45):

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L \quad (45)$$

O próximo passo foi determinar a largura da linha de microfita, obtida pela Equação (46).

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8 \cdot e^A}{e^{2A} - 2} \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot \varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right\} \right] \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases} \quad (46)$$

Para esse projeto, como a relação W/h é menor do que 2, se utiliza a primeira destas, como mostra a Equação (47), para obter o valor da largura da linha de microfita.

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \cdot e^A}{e^{2A} - 2} \quad (47)$$

Onde o valor de A foi obtido pela Equação (48).

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (48)$$

Neste projeto utilizou a técnica de *insetfeed*, que é utilizada para melhorar o casamento de impedância nas antenas. O comprimento da reentrância, y_0 , em relação ao comprimento do elemento irradiador afeta diretamente a impedância de entrada da alimentação da antena.

Considerando que as variações no comprimento e na largura da reentrância afetam diretamente frequência de ressonância e para que haja um melhor casamento de impedância entre o *patch* irradiante e a linha de alimentação, foram inseridos *insetfeed*, resultantes da Equação (49) (RAMESH, 2003).

$$y_0 = 10^{-4}[0,001699\varepsilon_r^7 + 0,1376\varepsilon_r^6 - 6,1783\varepsilon_r^5 + 93,187\varepsilon_r^4 - 682,69\varepsilon_r^3 + 2561,9\varepsilon_r^2 - 4043\varepsilon_r + 6697] \frac{L}{2} \quad (49)$$

4.2. Antena de Microfita Circular

A antena de microfita com *patch* circular, também foi projetada para atuar na frequência de 3,5 GHz, e com o mesmo substrato de FR4. Para obtenção das dimensões do elemento irradiador da antena circular, utilizou-se inicialmente a Equação (50) (BALANIS, 2005).

$$F = \frac{8,791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (50)$$

Para cálculo do raio do *patch*, utilizando h em centímetros, tem-se a Equação (51).

$$a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (51)$$

Esta antena foi projetada fazendo uso do valor do raio efetivo, pois um raio efetivo (a_e) é ligeiramente maior do que o raio físico (a), sendo este introduzido devido ao efeito da borda do ressoador. Tal parâmetro foi calculado por meio da Equação (52).

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \varepsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (52)$$

4.3. Antena Dipolo

Na antena de dipolo impressa, o tamanho do plano de terra influencia diretamente no ganho, na frequência de ressonância e na impedância da antena. Já o comprimento das hastes da antena dipolo, determina principalmente a frequência de ressonância da antena. Contudo como em todas as antenas de microfitas qualquer variação nos parâmetros como: espessura e tamanho do plano de terra, o tipo de material, as especificações de tamanho e largura da antena, irá alterar a configuração de desempenho desta antena.

Para que o dipolo tenha um bom desempenho, é necessário que o comprimento de projeto deste seja menor que meio comprimento de onda. Portanto o comprimento do dipolo pode ser aproximado por 0,47 vezes o comprimento conforme Equação (53) (ZINGG, 2000).

$$L_d = 0,47 * \lambda = 0,47 * \frac{v}{f} \quad (53)$$

Onde v é a velocidade de propagação real no dipolo radial, que depende do dielétrico efetivo e do inverso da raiz da constante dielétrica efetiva. A velocidade pode ser obtida por meio da Equação (54) (ZINGG, 2000).

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (54)$$

Onde c é a velocidade da luz no vácuo e ϵ_{eff} é a constante dielétrica efetiva. A constante dielétrica efetiva, para um radial impresso em um substrato, depende da espessura da largura e da constante dielétrica do substrato. Portanto a esta pode ser calculada pela Equação (55) (ZINGG, 2000).

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12 * h}{w} \right)^{-1} + 0,04 * \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (55)$$

Em que ϵ_r é a constante dielétrica relativa, h é a espessura, e w é a largura do substrato utilizado no projeto. Portanto o comprimento irá variar conforme as características do substrato.

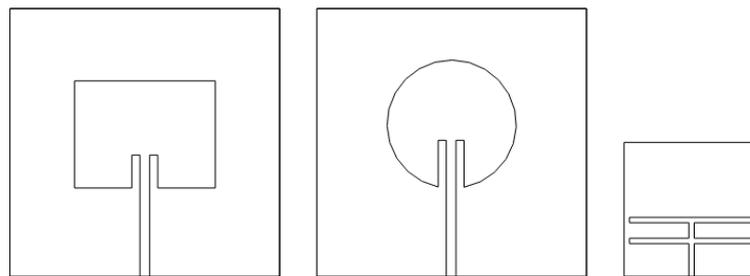
O comprimento do dipolo ressonante calculado foi de 23,00 mm. Na antena dipolo sua dimensão física pode ser diminuída dobrando o dipolo por um fator de 2, ou seja, $L_d/2$. Para a

realização do projeto foram realizadas algumas alterações com a inserção de mais um elemento ressoador para atender a frequência de 3,5GHz.

O modelo foi projetado com base na antena monopolo T duplo impressa para operações WLAN de banda dupla de 2,4 / 5,2 GHz, proposta por Kuo em 2003, para obter banda dupla. Contudo na antena projetada foram realizadas algumas modificações de seu formato e sua estrutura para adequação a frequência de ressonância desejada. A antena compreende dois monopolos em forma de T, de mesmo tamanho, que formam uma única banda de aplicação de 3,5 GHz.

A Figura 19 mostra as três antenas de microfita propostas neste trabalho, onde a dimensão total das antenas retangular e circular é de 50x50 mm, enquanto que na antena dipolo é de 25x25mm.

Figura 19: Antenas de microfita propostas.

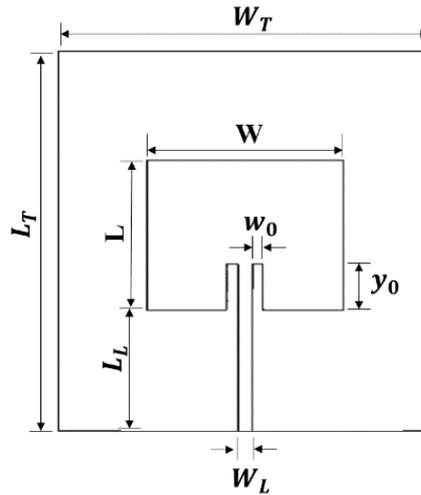


Fonte: Própria.

5. RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados preliminares das antenas base projetadas no capítulo 4. Na Figura 20 está ilustrado a estrutura da antena de *patch* retangular com reentrância proposta para atuar em 3,5 GHz, simulada com o auxílio do software ANSYS HFSS. A Tabela II, traz em resumo, as dimensões calculadas desta antena, apresentada em milímetros.

Figura 20: Antena de microfita com *patch* retangular projetada.



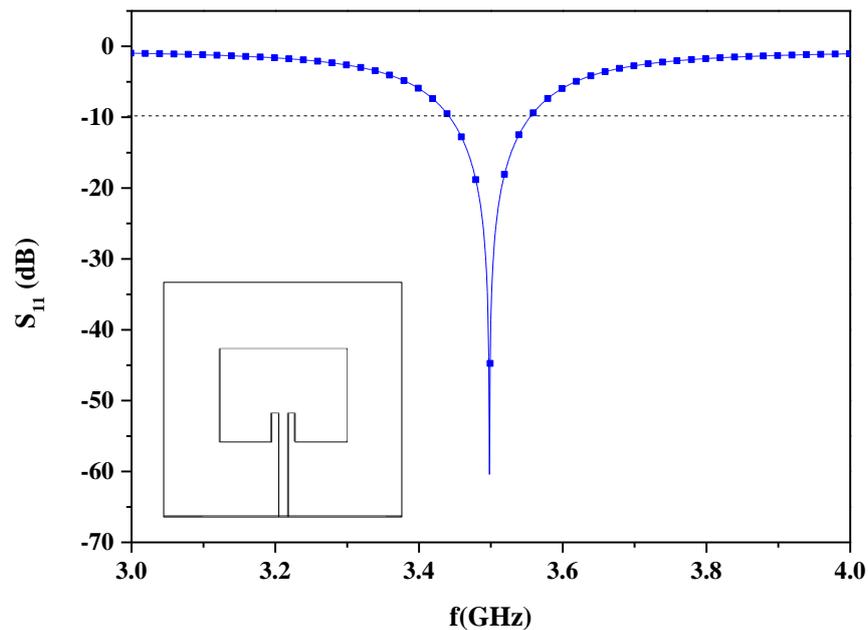
Fonte: Própria

Tabela II: Parâmetros da antena base retangular.

Símbolo	Descrição	Dimensão (mm)
W	Largura do <i>patch</i>	26,10
L	Comprimento do <i>patch</i>	20,00
h	Altura do substrato	1,57
L_L	Comprimento da linha de alimentação	16,50
W_L	Largura da linha de alimentação	1,80
w_0	Largura do <i>insetfeed</i>	1,50
y_0	Comprimento do <i>insetfeed</i>	6,14
L_T	Largura total da antena	50,00
W_T	Comprimento total da antena	50,00

A Figura 21 apresenta a perda de retorno para a antena retangular, no qual se pode observar que a antena projetada ressoou na frequência de projeto de 3,5GHz, com uma largura de banda de 110 MHz. Este parâmetro indica a proporção entre a potência incidente e a refletida, também pode ser indica por S_{11} e seus valores são aceitos quando são menores do que -10 dB.

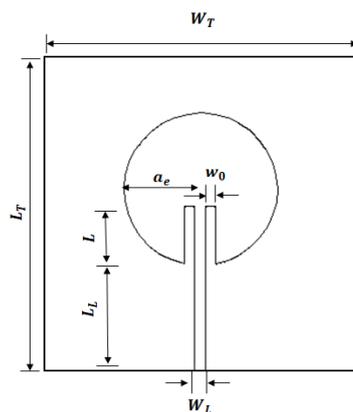
Figura 21: Gráfico da perda de retorno da antena retangular.



Fonte: Própria

A estrutura proposta para a antena de microfita com *patch* circular é mostrada na Figura 22. Para o projeto considerou-se o valor do raio efetivo de 11,98 mm, contudo a antena não ressoou na frequência desejada, sendo necessário fazer alguns ajustes técnicos. Os valores da largura e comprimento da linha de alimentação são iguais aos da antena com *patch* retangular. Assim como na antena com *patch* retangular, também foram inseridos *insetfeeds* (reentrâncias) para o melhor enlace de impedâncias entre o *patch* irradiante e a linha de alimentação.

Figura 22: Antena de microfita com patch circular projetada.



Fonte: Própria

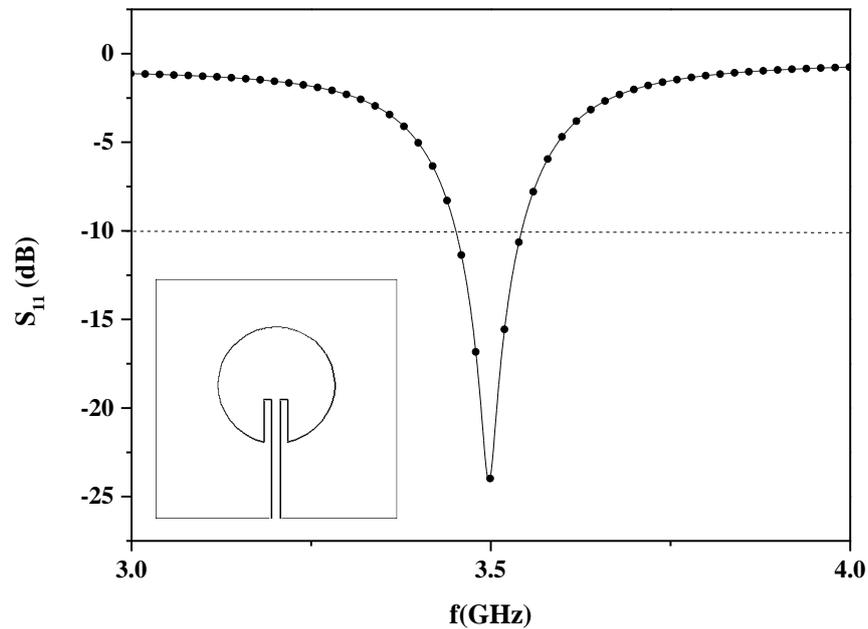
Contudo foram necessários alguns ajustes no valor de projeto do *insetfeed*, para atender a frequência de 3,5GHz, os valores utilizados para simulação desta antena com *patch* circular estão dispostos na Tabela III.

Tabela III: Parâmetros da antena base circular.

Símbolo	Descrição	Dimensão (mm)
a_e	Raio efetivo	11,98
h	Altura do substrato	1,57
L_L	Comprimento da linha de alimentação	16,50
W_L	Largura da linha de alimentação	1,80
w_0	Largura do <i>insetfeed</i>	1,50
y_0	Comprimento do <i>insetfeed</i>	9,39
L_T	Largura total da antena	50,00
W_T	Comprimento total da antena	50,00

O gráfico da perda de retorno simulada de acordo com os valores especificados na Tabela III pode ser visualizado na Figura 23.

Figura 23: Antena de microfita com *patch* circular projetada.

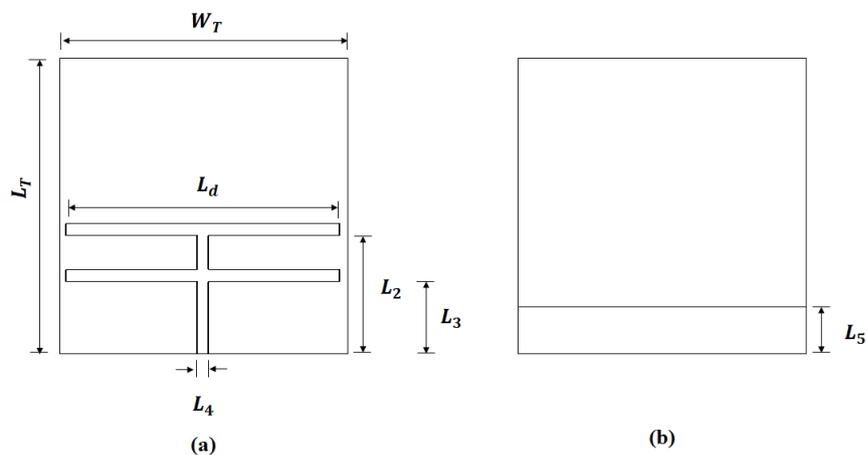


Fonte: Própria

A antena circular simulada apresentou uma frequência de ressonância de 3,5GHz com uma perda de retorno de -23,69 dB e uma largura de banda de 90MHz.

A Figura 24 (a) mostra a antena projetada tem formato de T duplo e a Figura 24 (b) mostra o plano de terra. Tal antena foi projetada com o intuito de reduzir o tamanho global da antena. As dimensões podem ser observadas na Tabela IV, que apresenta os valores em milímetros.

Figura 24: Dimensões (a) Antena monopolo T duplo; (b) Plano de terra truncado.



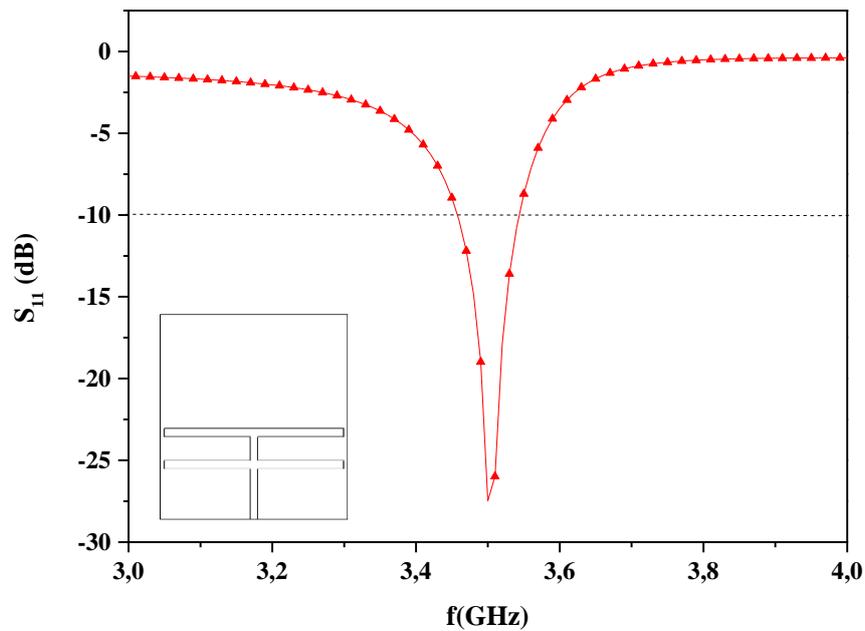
Fonte: Própria

Tabela IV: Parâmetros da antena base dipolo.

Símbolo	Descrição	Dimensão (mm)
L_d	Linha 1	23,00
L_2	Linha 2	10,00
L_3	Linha 3	6,10
L_4	Linha 4	1,00
L_5	Linha 5	4,00
L_T	Largura total da antena	25,00
W_T	Comprimento total da antena	25,00

A antena dipolo T duplo, ressoou em 3,5 GHz, com uma perda de retorno de -27,35 dB, conforme pode ser observado no gráfico da perda de retorno Figura 25. A largura de banda foi de 80 MHz, que foi menor que as demais antenas com as geometrias convencionais, contudo esta antena tem uma dimensão bem menor que as demais, podendo ser otimizada em aplicações que exijam um tamanho menor.

Figura 25: Gráfico da perda de retorno da antena T duplo.



Fonte: Própria

A Tabela V, mostra um resumo dos parâmetros desempenho, no qual se pode perceber que as antenas estão ressoando na frequência de projeto e com largura de banda entre 2-3%.

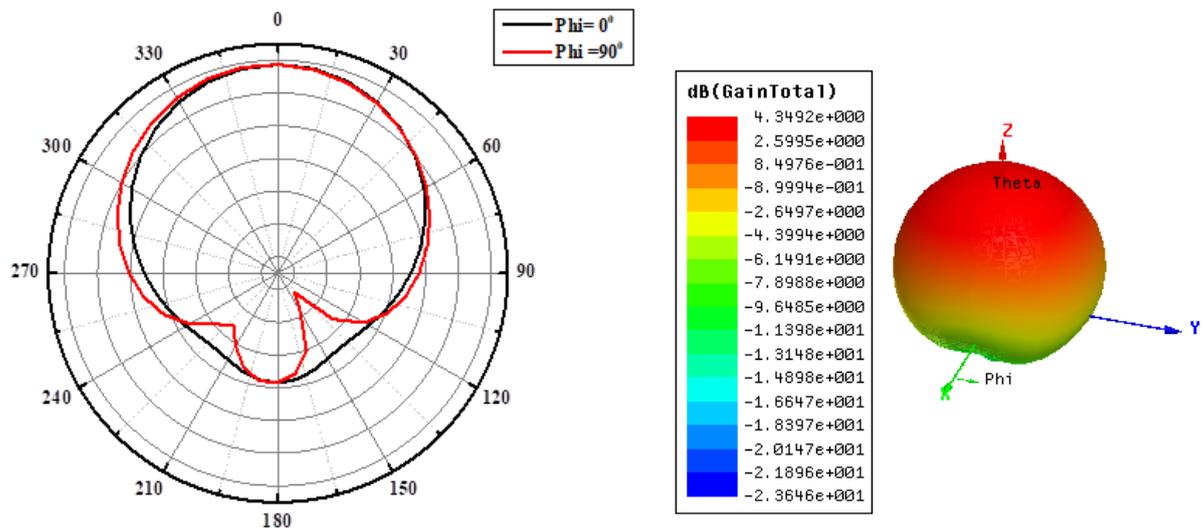
Tabela V: Parâmetros das antenas base.

Geometria	Frequência de Ressonância	Perda de Retorno	Largura de Banda
Retangular	3,5 GHz	-60,42	3,14 %
Circular	3,5 GHz	-23,74	2,57 %
T duplo	3,5 GHz	-27,47	2,28 %

Através dos gráficos é possível observar que todas as antenas ressoam na frequência de projeto, porém dentre as três geometrias a antena retangular é a que apresenta maior largura de banda.

A Figura 26 mostra os diagramas de radiação 3D e 2D no plano E com $\phi = 0^\circ$ e no plano H $\phi = 90^\circ$, para a antena com geometria retangular. Pode-se observar ainda que o ganho máximo dessa antena é de 4,34 dB.

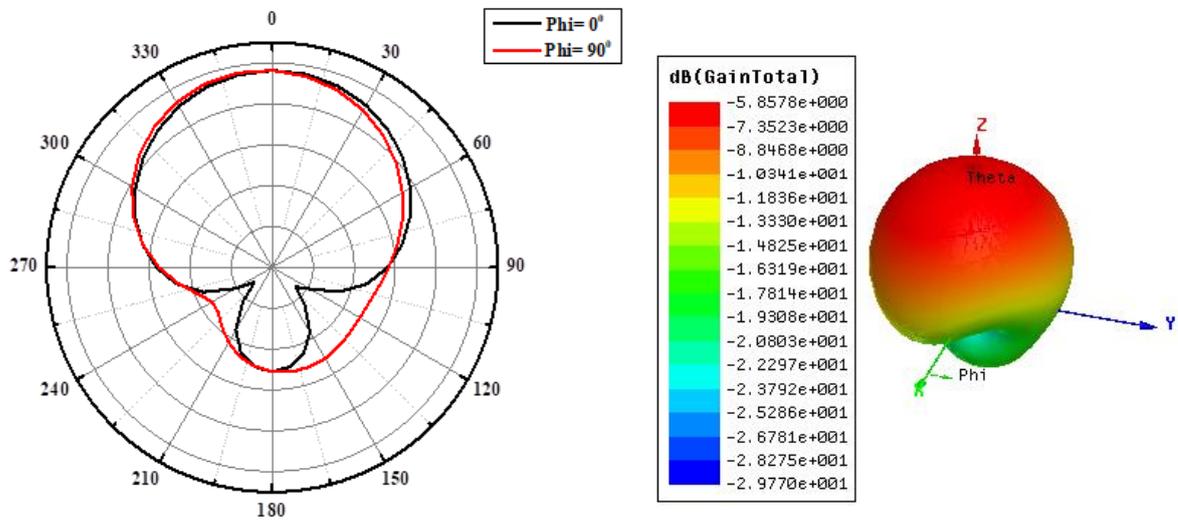
Figura 26: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para a antena retangular.



Fonte: Própria

A Figura 27, apresenta o diagrama de radiação 2D e 3D, referente a antena circular, nele é possível observar que o ganho máximo é de -5,85 dB.

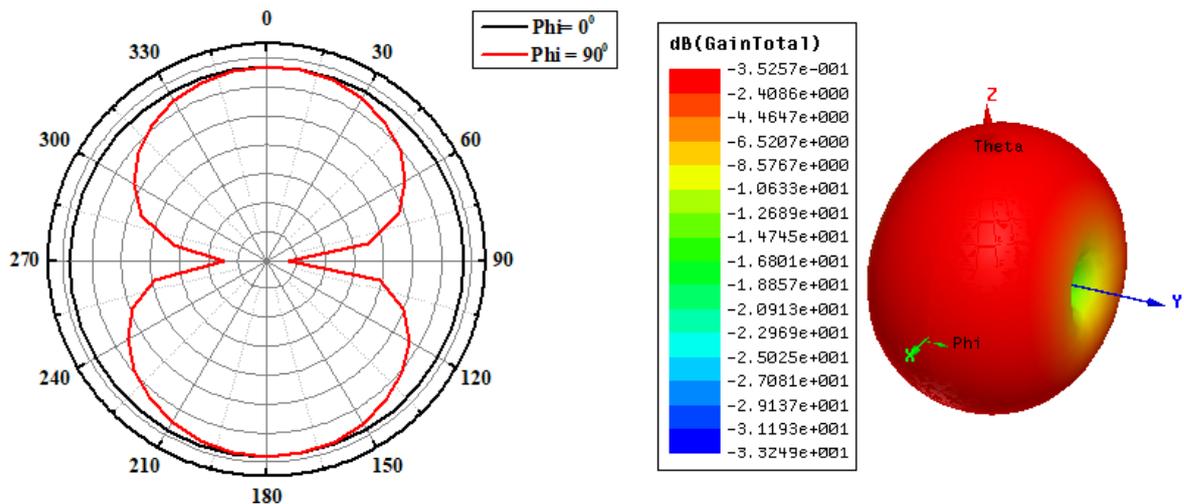
Figura 27: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para a antena circular.



Fonte: Própria

A Figura 28 apresenta um diagrama de radiação 3D em forma de toróide na direção y, referente a antena dipolo. No diagrama 2D ($\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$), é possível visualizar melhor o padrão da diretividade da antena, sem lóbulos laterais indesejáveis, com características omnidirecionais e um ganho máximo de $-3,52e^{-1}$ dB.

Figura 28: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para a antena T duplo.

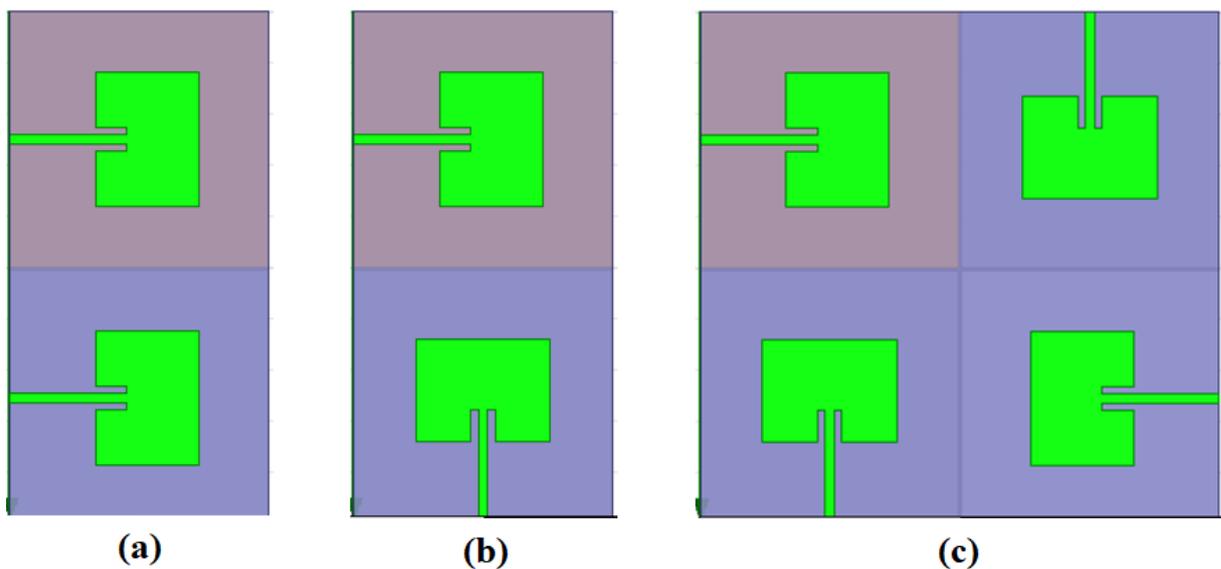


Fonte: Própria

Após a análise dos resultados das antenas com apenas um elemento, foi construído um sistema com dois e com quatro elementos, com a finalidade de analisar os parâmetros das antenas conforme se alterava o posicionamento das mesmas.

A primeira configuração, Figura 29 (a), foi a antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido, a segunda, Figura 29 (b), os elementos estão posicionados em lados opostos. Finalmente simulou-se a configuração com quatro elementos que estão posicionados perpendicularmente entre si, mostrado na Figura 29 (c). O plano de terra de todas as antenas tem uma separação de 0,5mm, conforme pode ser observado, este espaçamento está relacionado aos efeitos de isolamento e acoplamento (SUPREEYATITIKUL, 2019).

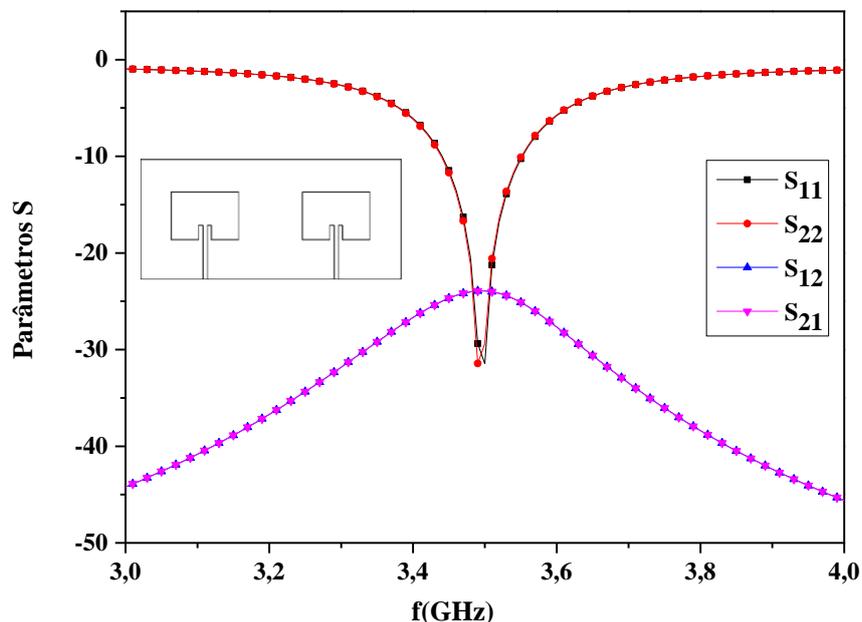
Figura 29: Antenas com elementos retangulares. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Configuração com dois elementos posicionados em sentidos diferentes e (c) Antena com quatro elementos.



Fonte: Própria

A Figura 30 mostra os coeficientes de reflexão simulados da antena 1 (S_{11}) e da antena 2 (S_{22}), e seus respectivos isolamentos (S_{21} e S_{12}), referente a Figura 29 (a).

Figura 30: Parâmetros S, Figura 29 (a).

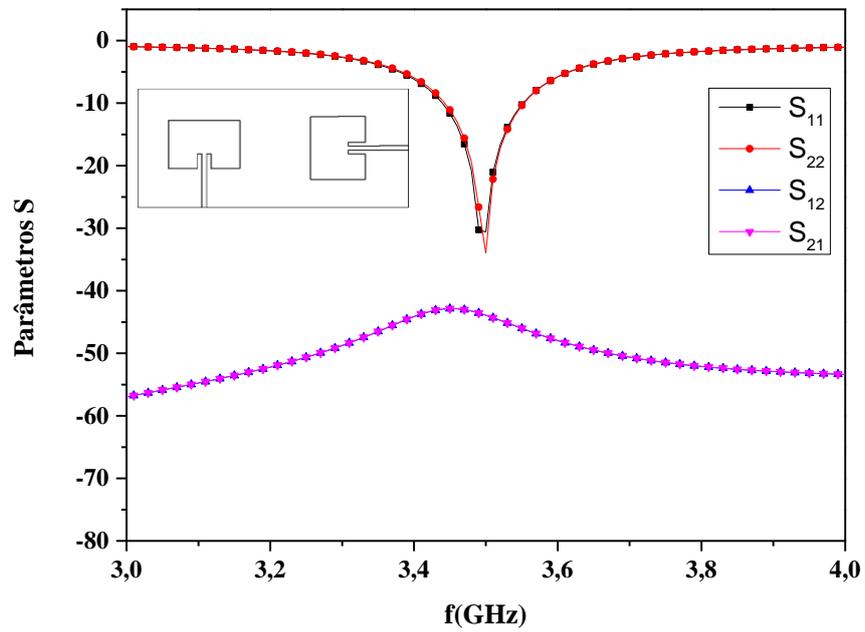


Fonte: Própria

As antenas 1 e 2 são idênticas em suas estrutura e posicionamentos, os seus coeficientes de reflexão apresentam uma boa concordância ambas ressoando em 3,5 GHz, conforme pode ser observado nos gráficos (S_{11} e S_{22}), pois suas curvas estão sobrepostas, fator este que é desejável para aplicações práticas. Contudo quando foram colocado os dois elementos de antenas ocorreu uma diminuição da largura de banda de 40 MHz, quando comparado com a antena com apenas um elemento. Em relação ao isolamento (S_{21} e S_{12}) entre as portas, ambas apresentam valores inferiores a -20 dB.

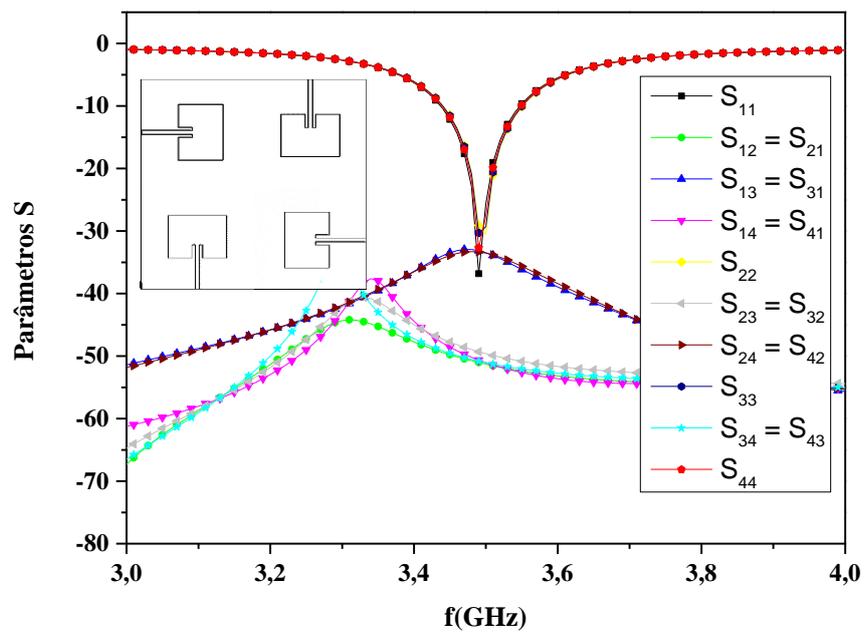
A Figura 31 mostra os parâmetros S da antena com dois elementos perpendiculares entre si, Figura 29 (b). Os coeficientes de reflexão (S_{11} e S_{22}) estão sobrepostos e ressoam em 3,5 GHz, com uma largura de banda de 110 MHz, não ocorrendo nenhuma alteração da largura quando comparado com a antena com apenas um elemento. Já em relação ao isolamento entre as portas essa configuração apresenta maior isolamento com valores inferiores a -37,7 dB para a faixa de frequência de 2 a 5 GHz.

Figura 31: Parâmetros S, Figura 29 (b).



Fonte: Própria

Figura 32: Parâmetros S, Figura 29 (c).

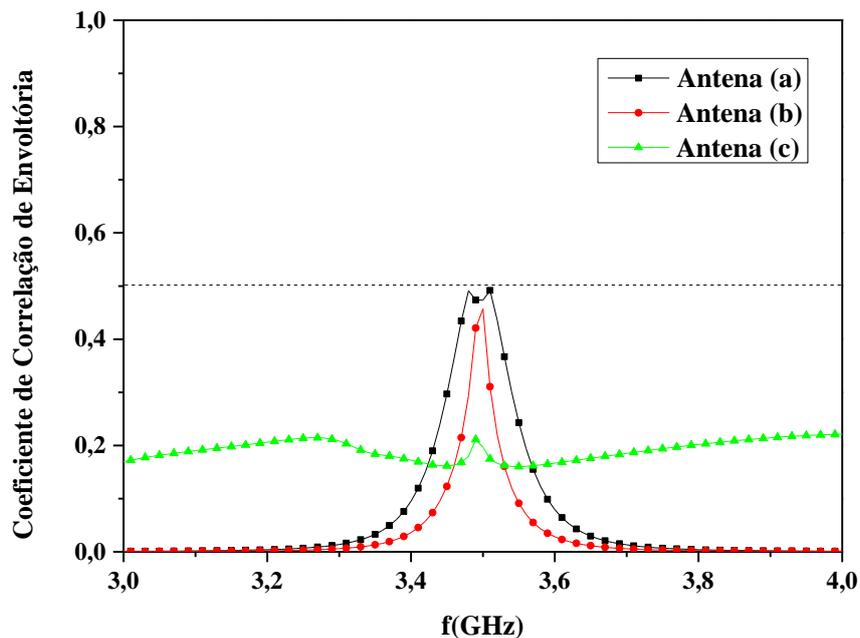


Fonte: Própria

A Figura 32 mostra os coeficientes de reflexão (S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44}) e de isolamento (S_{12} , S_{13} , S_{14} , S_{23} , S_{24} e S_{34}), da antena com quatro elementos retangulares. Onde se observa que no gráfico os coeficientes de reflexão as curvas estão praticamente sobrepostas. Elas apresentam uma largura de banda de 110 MHz, esta sobreposição indica boa coerência para possíveis aplicações práticas nos sistemas MIMO 2x2. Quanto ao isolamento todos os valores estão abaixo de -30 dB, fator considerado bom para aplicações MIMO.

A Figura 33 mostra uma comparação dos ECC das antenas com elementos retangulares, para as três configurações simuladas. Neste é possível verificar que todas as configurações atendem aos critérios de isolamento das portas, no qual se considera como ideal valores abaixo de 0,5 conforme indicado pela linha pontilhada. Contudo, a configuração da Figura 29 (a) apresenta o pior isolamento dentre todas as configurações estudadas, como ilustra a Figura 33.

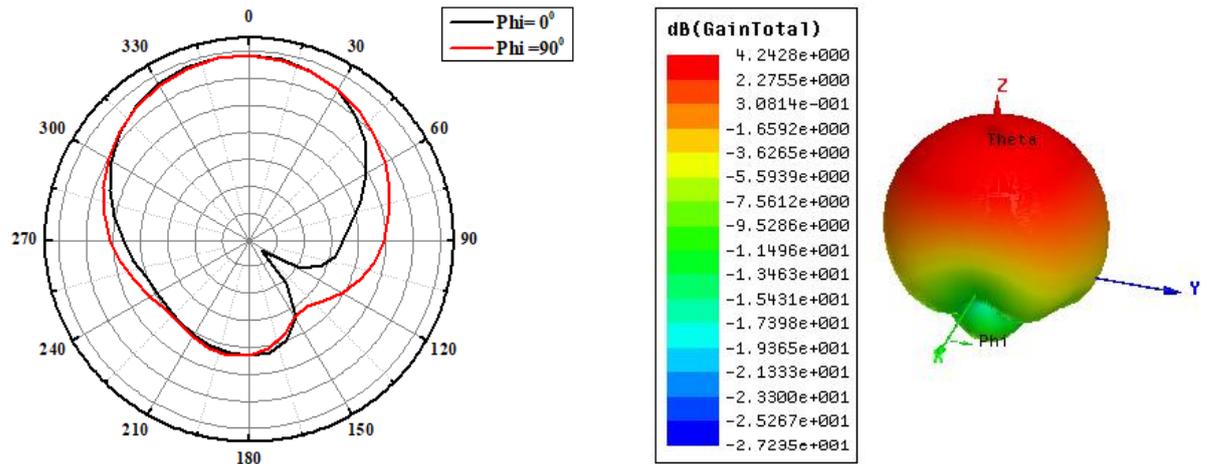
Figura 33: Coeficiente de Correlação de Envoltória das antenas com elementos retangulares.



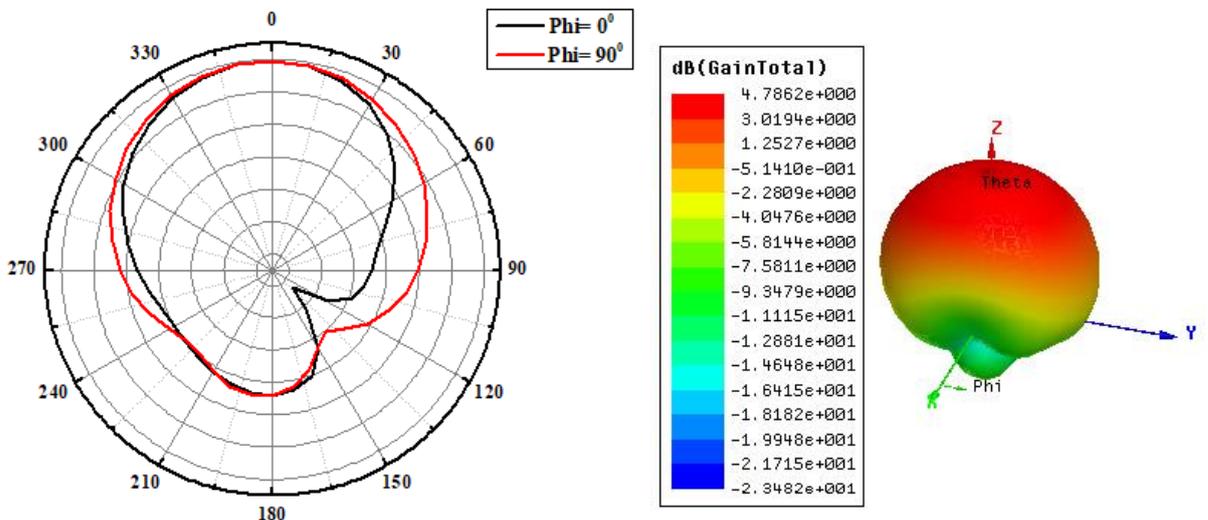
Fonte: Própria

Os diagramas de radiação para as três configurações de antenas são ilustrados na Figura 34, onde é possível verificar que há uma variação do ganho em relação ao posicionamento das antenas (Figuras 33 (a) e (b)), mas o padrão de radiação sem mantém quase inalterado.

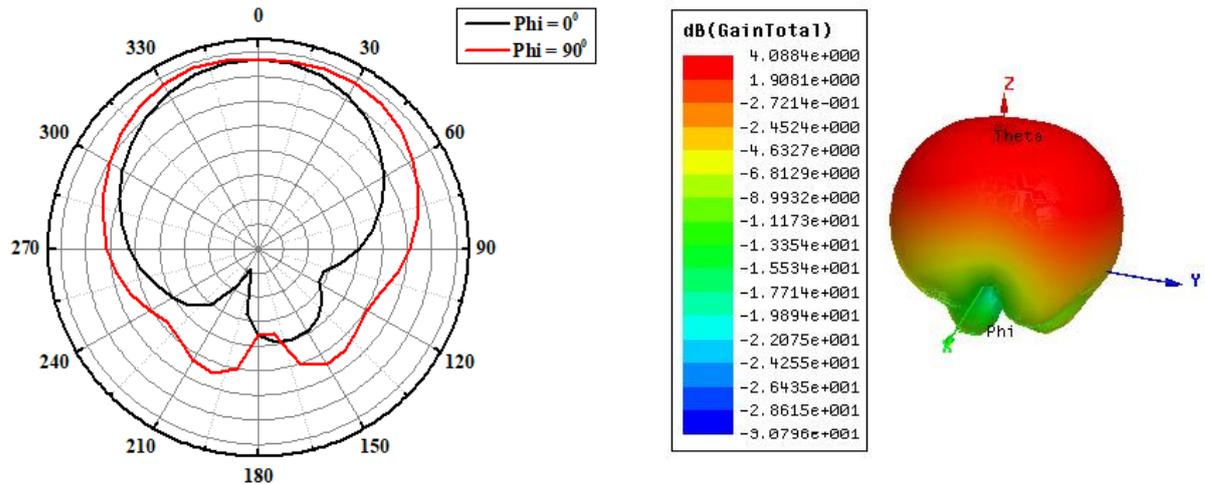
Figura 34: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para as antenas MIMO com elementos retangulares. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c) Antena com quatro elementos



(a)



(b)



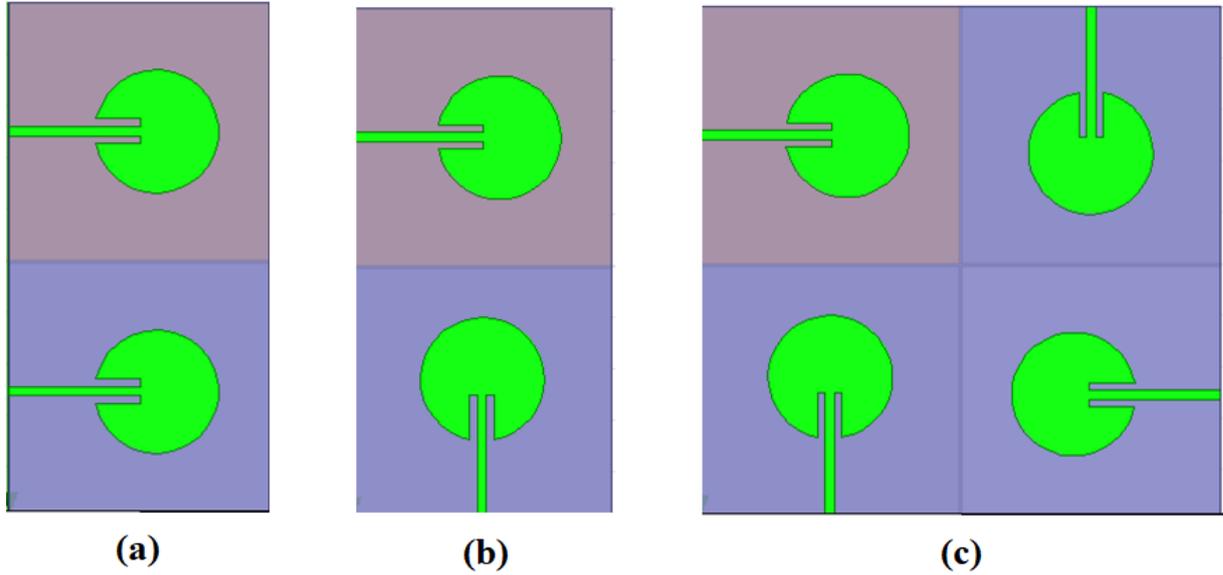
(c)

Fonte: Própria

Na Figura 34 (c), que apresenta os diagramas de radiação para a antena MIMO 2x2 retangular, ocorreu um aumento dos lóbulos secundários e conseqüentemente a diminuição do ganho que ficou em aproximadamente 4 dB.

Com a finalidade de verificar a influência do posicionamento das antenas repetiu-se o mesmo processo anterior, mantendo as mesmas dimensões do plano de terra e de espaçamento dos elementos de antenas mudando apenas a geometria para uma antena circular. A Figura 35 (a), mostra que os dois elementos estão posicionados no mesmo sentido, já na Figura 35 (b), as antenas estão perpendiculares, e na Figura 35 (c), há quatro antenas também todas perpendiculares entre si.

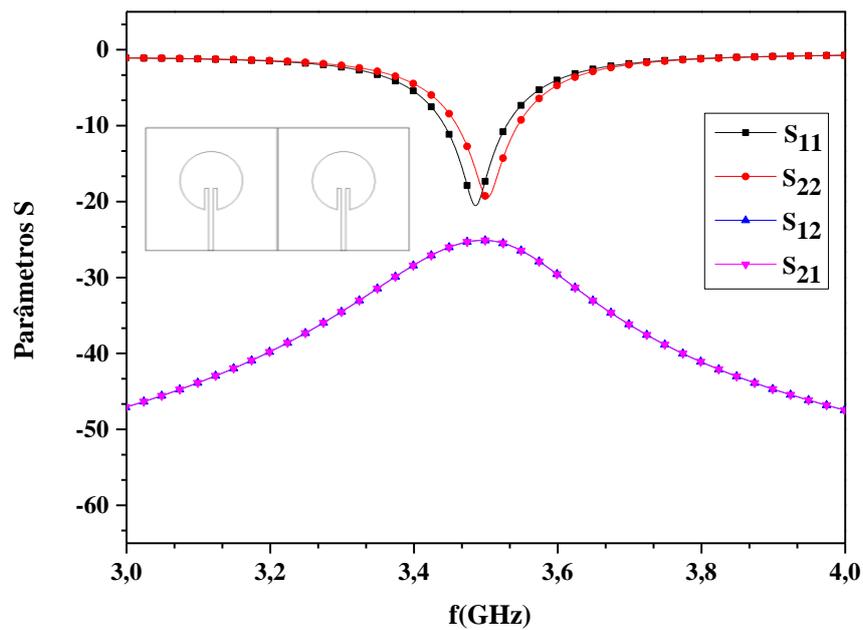
Figura 35: Antena com elementos circulares. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c) Antena com quatro elementos.



Fonte: Própria

Os parâmetros de isolamento e dos coeficientes de reflexão da antena, da Figura 35 (a) são expostos na Figura 36.

Figura 36: Parâmetros S, Figura 35 (a).

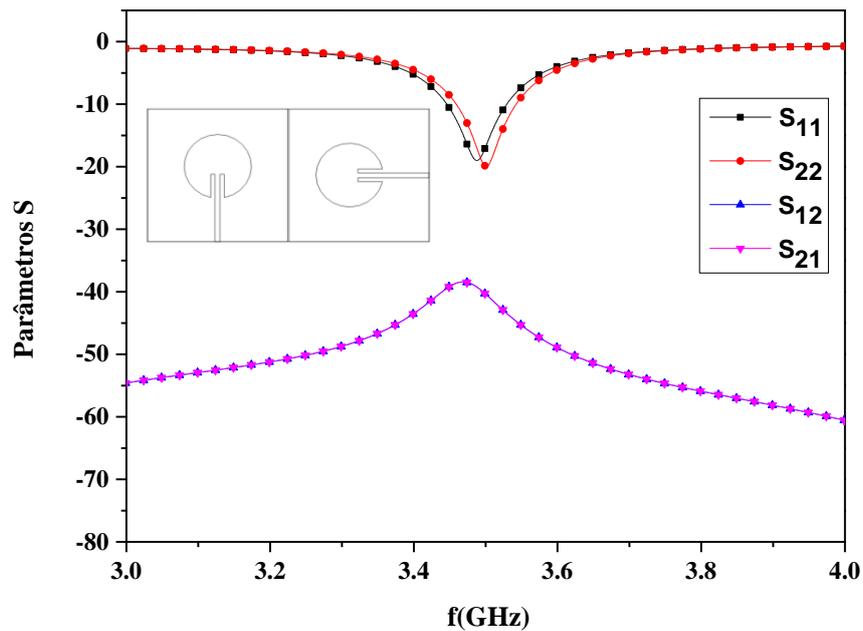


Fonte: Própria

Na Figura 36 onde as curvas (S_{12} e S_{21}) estão sobrepostas com valores inferiores a -25 dB, já e o parâmetros S_{11} e S_{22} apresentam frequências de ressonância de 3,48 GHz e 3,5 GHz, respectivamente e larguras de bandas de 80 MHz cada, mostrando que ocorreu uma pequena diminuição de 10 MHz quando comparado com as antenas com apenas um elemento circular.

Na Figura 37 é possível comprovar que o posicionamento das antenas influencia diretamente no isolamento das portas, que nessa configuração apresenta valores inferiores -38,5 dB. Já com relação aos coeficientes de reflexão, assim como no caso anterior apresenta uma leve divergência ressoando nas frequências de 3,48 GHz e 3,5 GHz para os parâmetros S_{11} e S_{22} , respectivamente e largura de banda de 90 MHz para ambas as curvas.

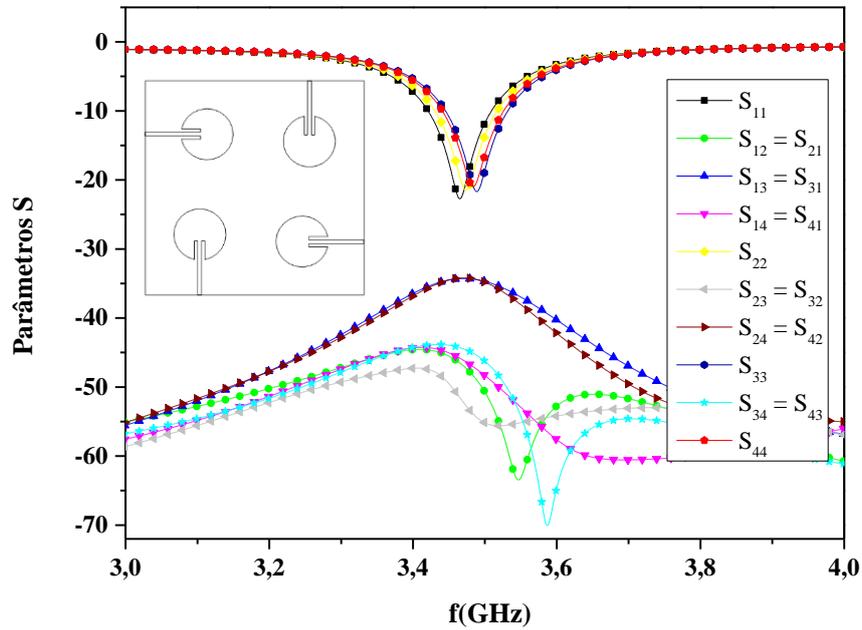
Figura 37: Parâmetros S, Figura 34 (b).



Fonte: Própria

Os parâmetros S, para a antena com quatro elementos circulares, são mostrados na Figura 38, onde é possível observar que o isolamento é inferior a -30 dB, indicando que há um bom isolamento entre as antenas. As frequências de ressonância foram de 3,46 GHz, 3,47 GHz, 3,49 GHz e 3,48 GHz para os respectivos coeficientes de reflexão (S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44}), indicando um descasamento. Contudo a largura de banda permanece inalterada para ambas as curvas, que foi de 80 MHz.

Figura 38: Parâmetros S, Figura 35 (c).

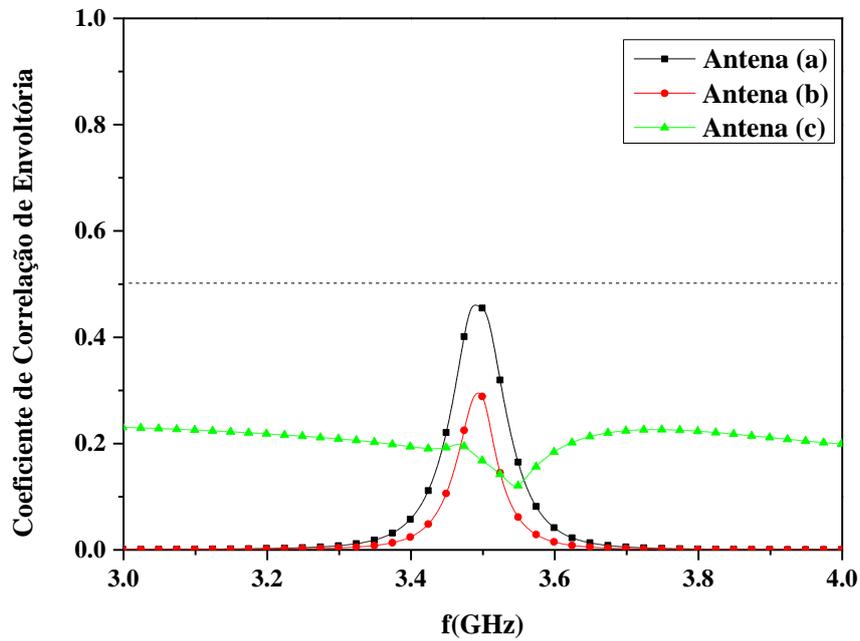


Fonte: Própria

O ECC, das três configurações de antena com elementos circulares, Figura 39, mostra que todos os valores são inferiores a 0,5, semelhante a antena com os elementos retangulares. A antena com os elementos posicionados um ao lado do outro tem o pior ECC, indicando que o posicionamento influencia diretamente no desempenho das antenas nos sistemas MIMO.

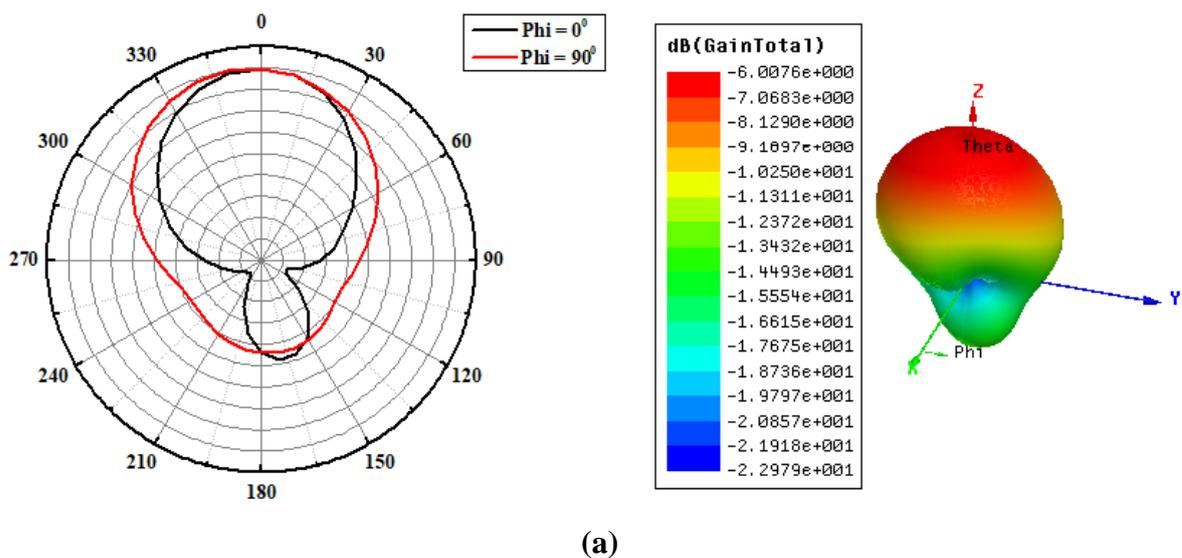
A Figura 40, mostra o diagrama de radiação 2D e 3D, das antenas, com elementos circulares, que apresenta um comportamento semelhante as antenas com elementos retangulares, onde somente a antena com quatro elementos apresenta uma variação maior no formato do diagrama.

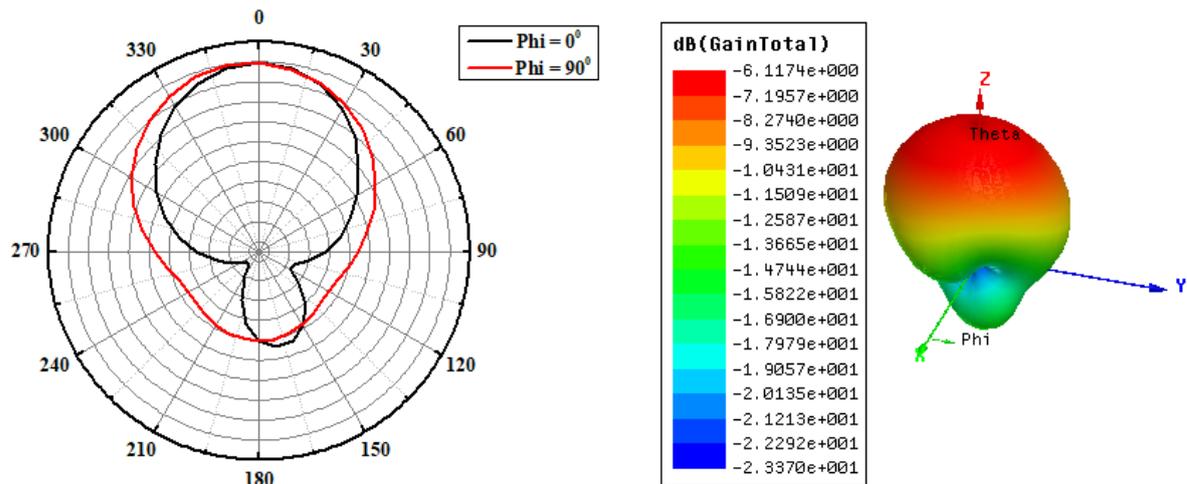
Figura 39: Coeficiente de Correlação de Envoltória das antenas com elementos Circulares.



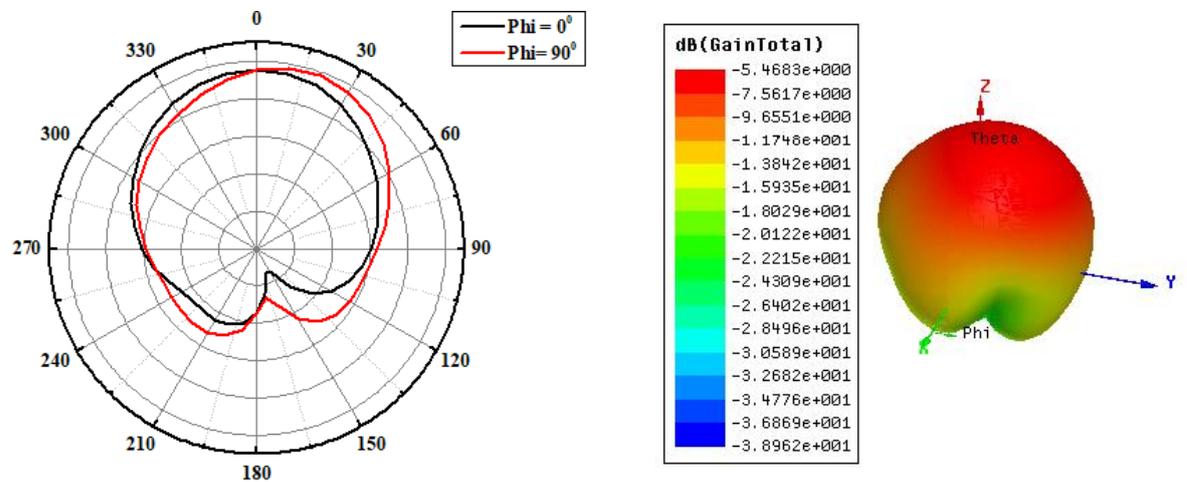
Fonte: Própria

Figura 40: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para as antenas com elementos circulares. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c) Antena com quatro elementos.





(b)



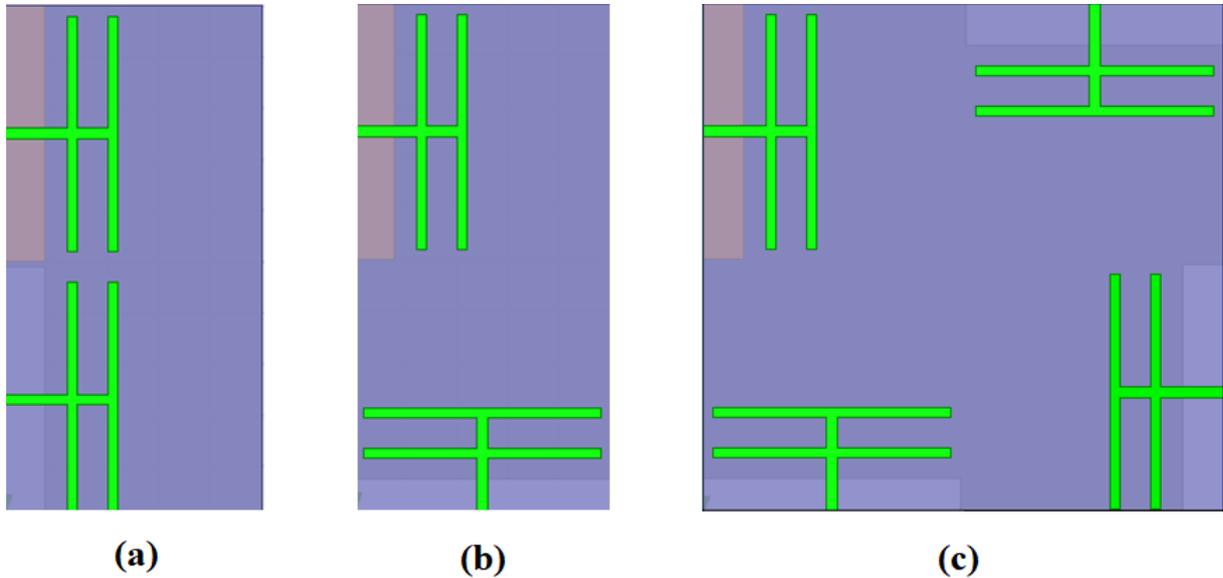
(c)

Fonte: Própria

Na Figura 41, repetiu-se o mesmo procedimento, porém com elementos de monopolo, com o intuito de verificar se o comportamento dos parâmetros, só que agora com uma geometria menor, e mais susceptível a mudanças, considerando que neste tipo de geometria o plano de terra também deve ser tratado como parte da estrutura de radiação, e afetará diretamente o desempenho da antena (KUO, 2003). Além da análise de uma geometria mais susceptível a mudança, essa geometria poderá atuar em banda dupla, pois de acordo com Kuo (2003), monopolos empilhados em forma de T de diferentes tamanhos, que geram dois modos ressonantes separados para as operações de banda dupla, fato este, que poderá ser analisado em trabalho futuros.

Figura 41: Antenas com monopolos. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c)

Configuração com quatro elementos.

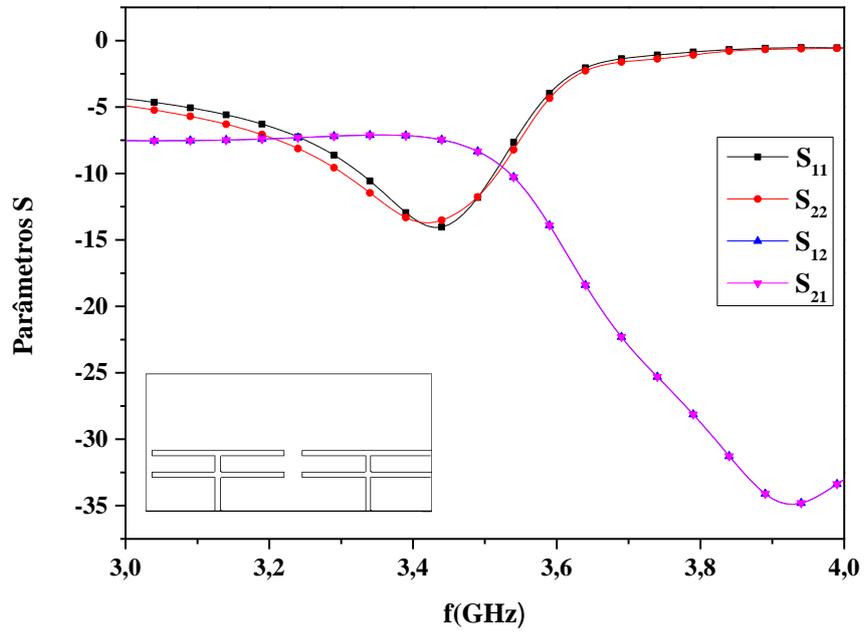


Fonte: Própria

Nos gráficos ilustrados na Figura 42, é possível verificar que para a configuração de duas antenas da Figura 40 (a), apresenta um fraco isolamento entre as portas que para 3,5 GHz é de -8,6 dB. Outro fator observado é que ocorreu um deslocamento da frequência de ressonância, onde S_{11} ressoou em 3,43 GHz e S_{22} em 3,42 GHz. As larguras de banda foram de 180 MHz e 220 MHz para os parâmetros S_{11} e S_{22} , respectivamente. Neste caso ocorreu um aumento da largura de banda que anteriormente era de 80 MHz para antena com apenas um elemento duplo T.

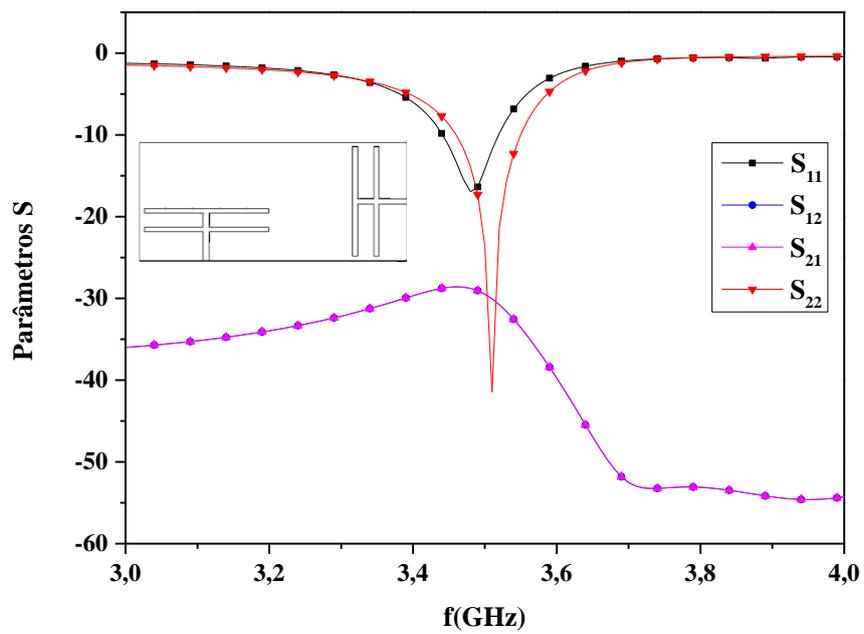
Na Figura 43, é possível comprovar que o posicionamento melhorou o isolamento entre as duas antenas e os valores de S_{12} e S_{21} ficaram abaixo de -29 dB. Já as curvas S_{11} e S_{22} apresentaram uma boa correspondência, onde S_{11} ressoou em 3,48 GHz e S_{22} em 3,51 GHz. Apesar das curvas apresentarem frequências de ressonâncias diferente, nesta configuração a largura de banda foi de 80 MHz se mantendo sem alterações para ambas as curvas.

Figura 42: Parâmetros S da Figura 41 (a).



Fonte: Própria

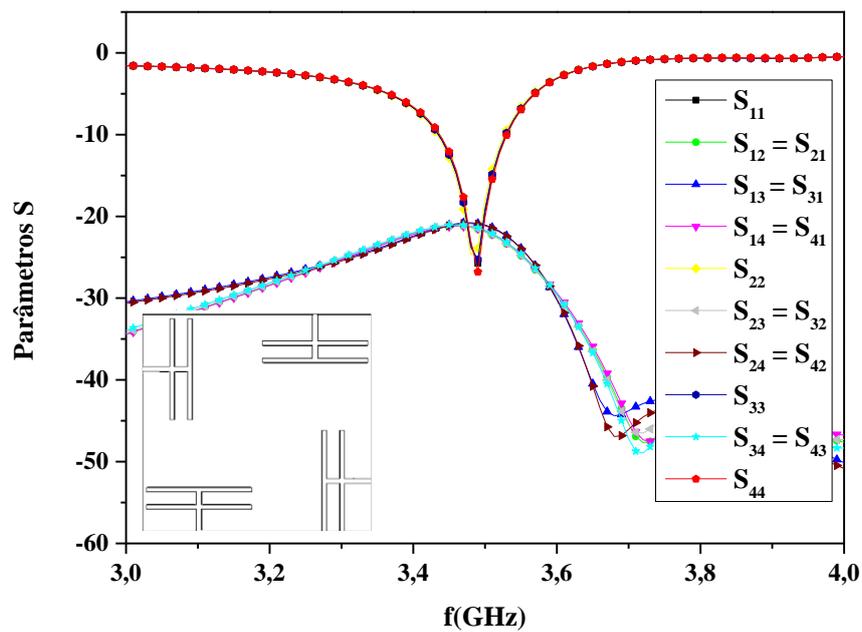
Figura 43: Parâmetros S da Figura 41 (b).



Fonte: Própria

Os parâmetros S da antena com quatro elementos de antena monopolo, é mostrado na Figura 44, em que é possível observar, que algumas curvas estão sobrepostas e que o isolamento está abaixo de -21 dB. Os valores de S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44} , estão sobrepostos indicando boa correspondência e ressoam em 3,49 dB.

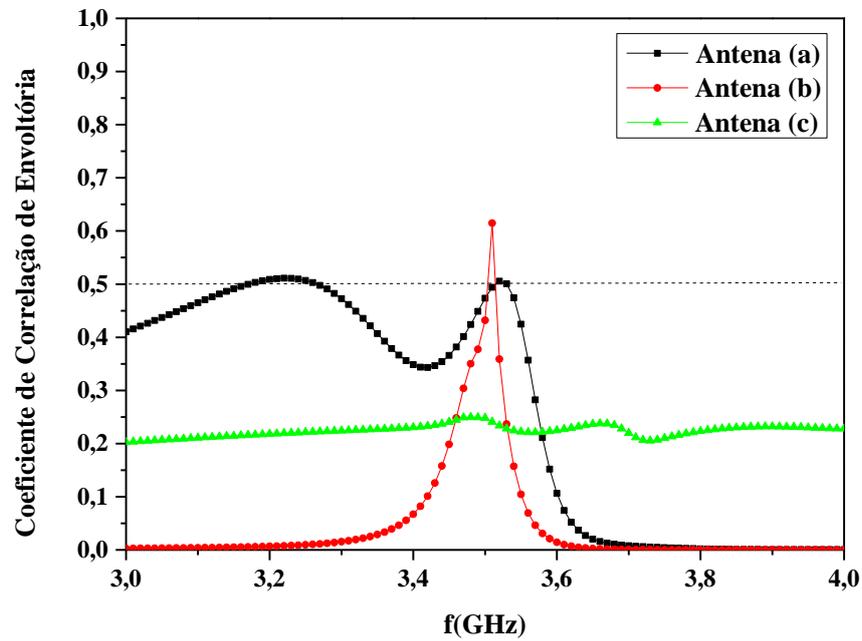
Figura 44: Parâmetros S da Figura 41 (c).



Fonte: Própria

O coeficiente de correlação de envoltória, Figura 45, mostra que para a frequência de 3,5 GHz as configurações (a) e (b), os valores são de 0,49, já na configuração (c) é 0,24. Tais valores indicam que possuem uma isolamento satisfatória entre seus elementos para essa aplicação nos sistemas MIMO até 2x2.

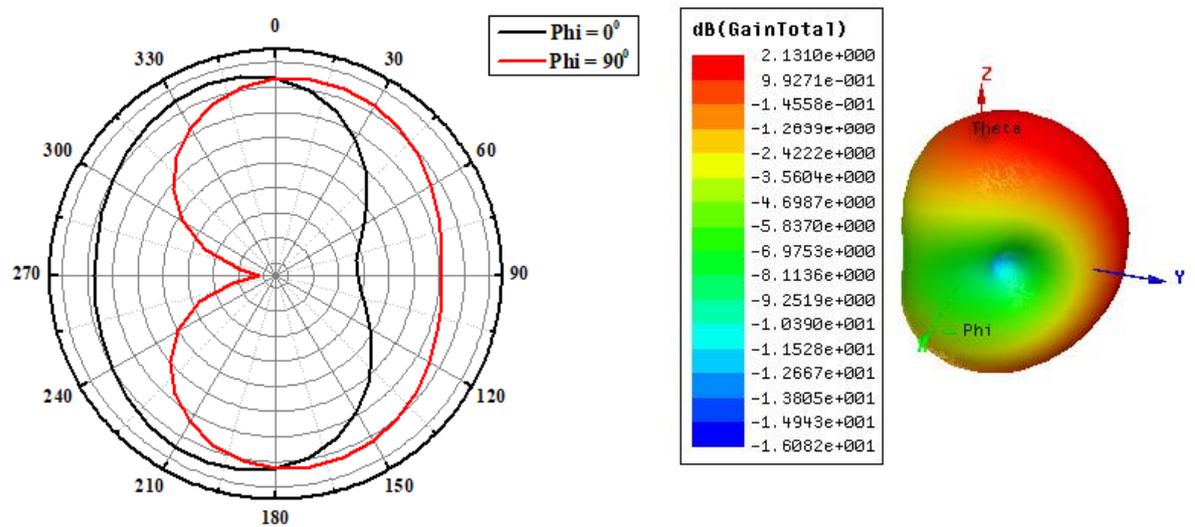
Figura 45: Coeficiente de Correlação de Envoltória das antenas com elementos monopolo.



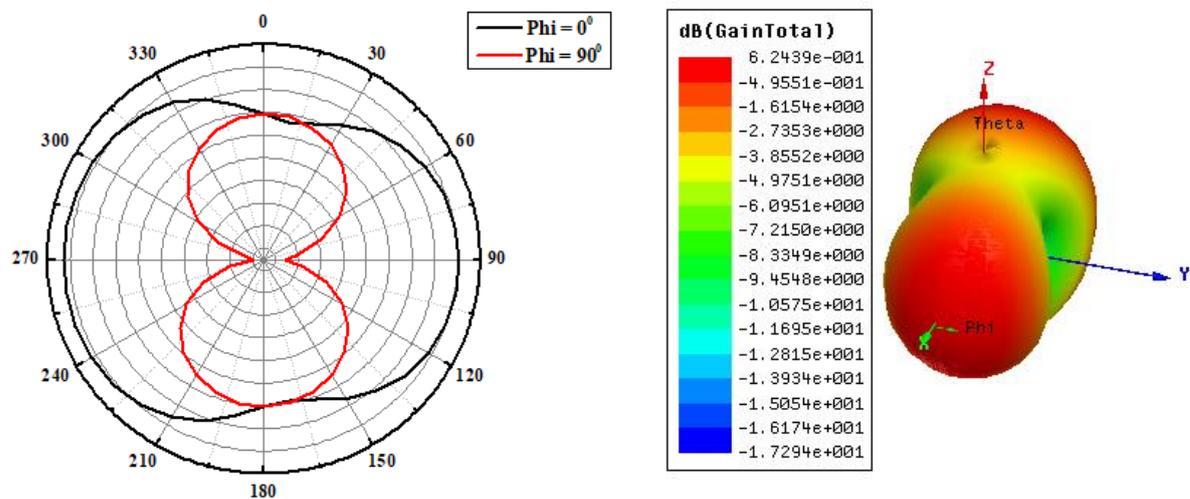
Fonte: Própria

A Figura 46, mostra os diagramas de radiação 2D e 3D, das configurações da Figura 41, onde é possível verificar uma alteração dos diagramas, dependendo do posicionamento e da quantidade de antenas.

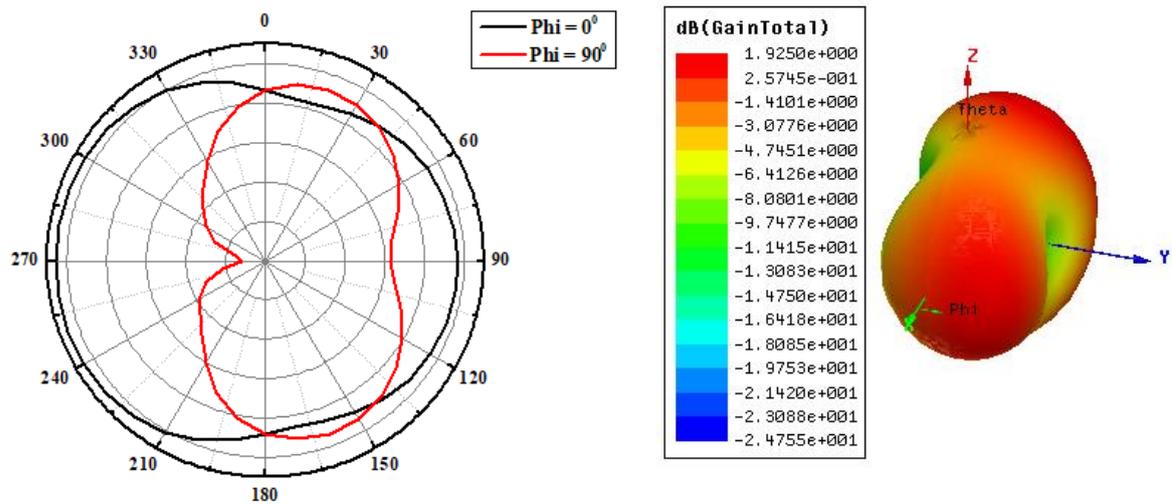
Figura 46: Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para as antenas com elementos monopolo. (a) Antena com dois elementos posicionados no mesmo sentido; (b) Antena com dois elementos posicionados perpendicularmente entre si e (c) Antena com quatro elementos



(a)



(b)



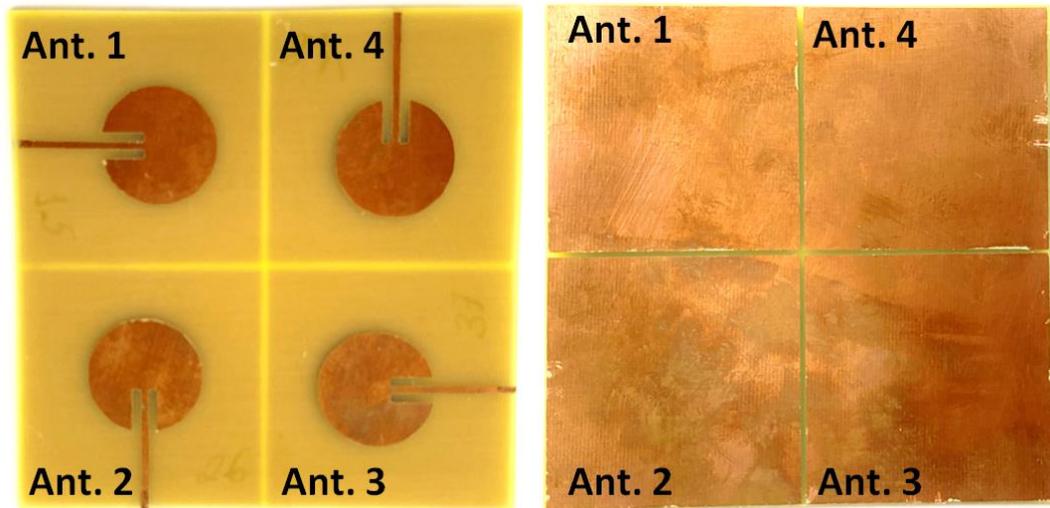
(c)

Fonte: Própria.

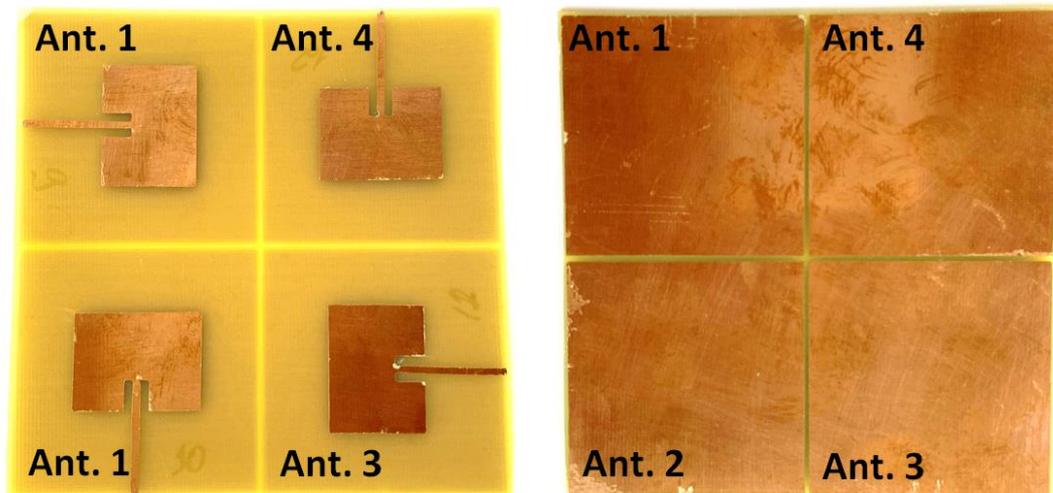
Em todos os resultados preliminares as configurações com quatro elementos de antenas mostraram-se adequadas para o sistema MIMO, pois tem menor coeficiente de correlação de envoltória. Por este motivo, neste trabalho optou-se por construir somente as antenas MIMO com quatro elementos, no qual foi utilizado como substrato placas de FR4, com face dupla coberta por cobre.

O desenho foi impresso em adesivo de vinil e posteriormente colado na placa, que já havia sido anteriormente serrada. Após a colagem foi dado o acabamento final para só então fazer a corrosão com o percloroeto de ferro (FeCl_3). As antenas construídas com os *patch* circular, retangular e dipolo são ilustradas na Figura 47.

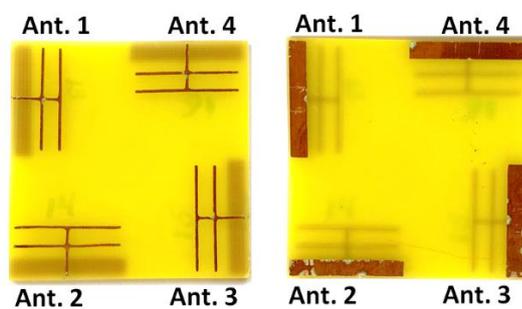
Figura 47: a) *Patch* e Plano de terra das antena circular; b) *Patch* e Plano de terra da antena retangular; c) *Patch* e Plano de terra da antena dipolo.



(a)



(b)



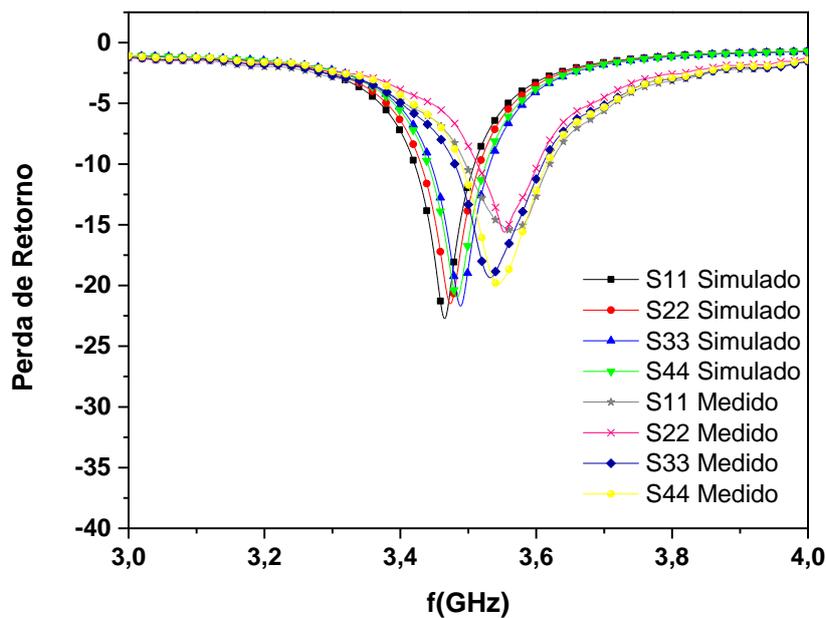
(c)

Fonte: Própria.

Após construção das antenas, foram realizadas as medições dos parâmetros S, com um VNA (*Vector Network Analyzer*) unidirecional de 2 portas, de 100 kHz a 8 GHz, modelo Rohde&Schwarz® ZND. A alimentação das antenas foi via conector SMA fêmea. A faixa de frequência para a medição foi de 2,5 GHz a 5 GHz.

A Figura 48, mostra os resultados gráficos obtidos para frequência de ressonância, perda de retorno e largura de banda, para as antenas com geometrias circulares, onde pode-se observar que ocorreu um deslocamento da frequência de ressonância medida para valores maiores em relação aos simulados.

Figura 48: Gráficos da perda de retorno das antenas com *Patch* circular.



Fonte: Própria.

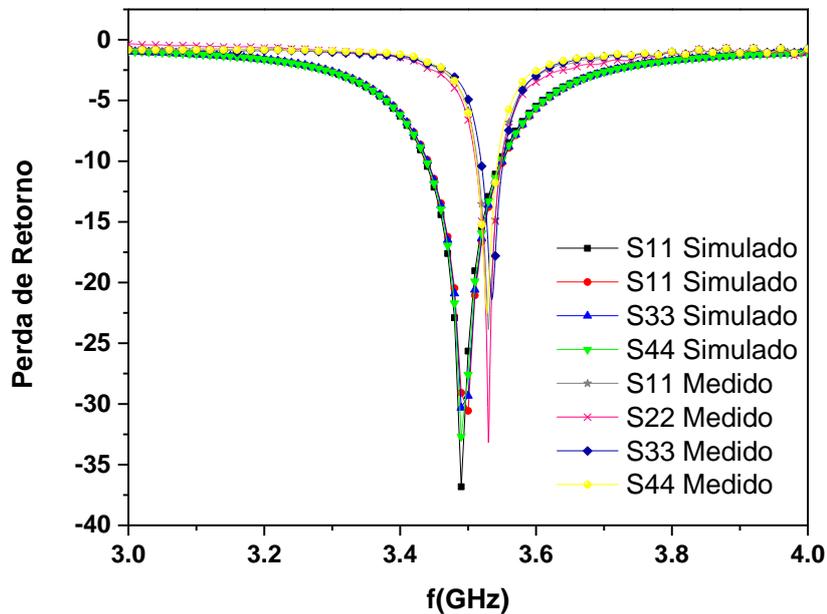
A Tabela VI, traz um comparativo entre os valores simulados e medidos da frequência de ressonância e largura de banda simulada e medida. Neste caso, ocorreu um deslocamento da frequência de ressonância, onde os valores simulados variam entre 3,46 GHz e 3,48 GHz, já os valores medidos variam entre 3,53 GHz e 3,56 GHz. Em relação a largura de banda medida ocorreu um aumento com relação aos valores simulados.

Tabela VI: Comparativo dos frequência de ressonância e da largura de banda simulados e medidos das antenas MIMO 2x2 com *patch* circular.

<i>Patch</i> Circular	Frequência de Ressonância (GHz)		Largura de Banda (MHz)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido
Ant. 1	3,46	3,56	90	130
Ant. 2	3,47	3,55	80	90
Ant. 3	3,48	3,53	90	130
Ant. 4	3,48	3,54	80	120

A Figura 49, mostra a perda de retorno para as antenas com elementos retangulares, no qual é possível observar que também ocorreu um deslocamento da frequência de ressonância nos valores medidos. Neste caso ocorreu ainda uma redução da largura de banda, como pode ser analisado na Tabela VII.

Figura 49: Gráficos da perda de retorno das antenas com *Patch* retangular.



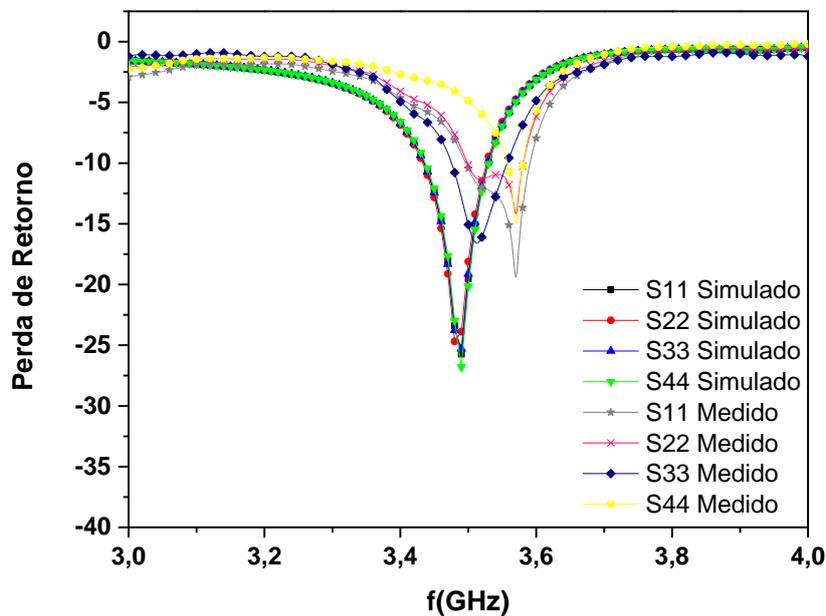
Fonte: Própria.

Tabela VII: Comparativo dos frequência de ressonância e da largura de banda simulados e medidos das antenas MIMO 2x2 com *patch* retangular.

<i>Patch</i> Retangular	Frequência de Ressonância (GHz)		Largura de Banda (MHz)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido
Ant. 1	3,48	3,52	100	30
Ant. 2	3,49	3,53	100	30
Ant. 3	3,49	3,53	100	30
Ant. 4	3,49	3,52	100	30

A Figura 50 ilustra os gráficos para as antenas dipolo duplo T, nesta configuração como nas demais ocorre o deslocamento da frequência de ressonância. Contudo há uma maior variação da frequência de ressonância medida que varia entre 3,51 GHz e 3,57 GHz, assim como da largura de banda que vai de 30 MHz a 100 MHz, conforme a Tabela VIII.

Figura 50: Gráficos da perda de retorno das antenas com *Patch* dipolo.



Fonte: Própria.

Tabela VIII: Comparativo dos frequência de ressonância e da largura de banda simulados e medidos das antenas MIMO 2x2 com *patch* dipolo duplo T.

<i>Patch</i> dipolo	Frequência de Ressonância (GHz)		Largura de Banda (MHz)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido
Ant. 1	3,49	3,57	90	100
Ant. 2	3,48	3,57	90	80
Ant. 3	3,48	3,51	90	80
Ant. 4	3,48	3,57	90	30

O deslocamento da frequência da ressonância para valores ligeiramente superiores à do projeto, que era de 3,5 GHz se deve provavelmente, a construção dos dispositivos, pois no momento do acabamento final com a lixa o plano de terra pode não ter ficado exatamente na dimensão do projeto o que influencia diretamente na frequência de ressonância. Contudo as curvas apresentam boa correspondência indicando que as antenas podem ser aplicadas no sistema MIMO.

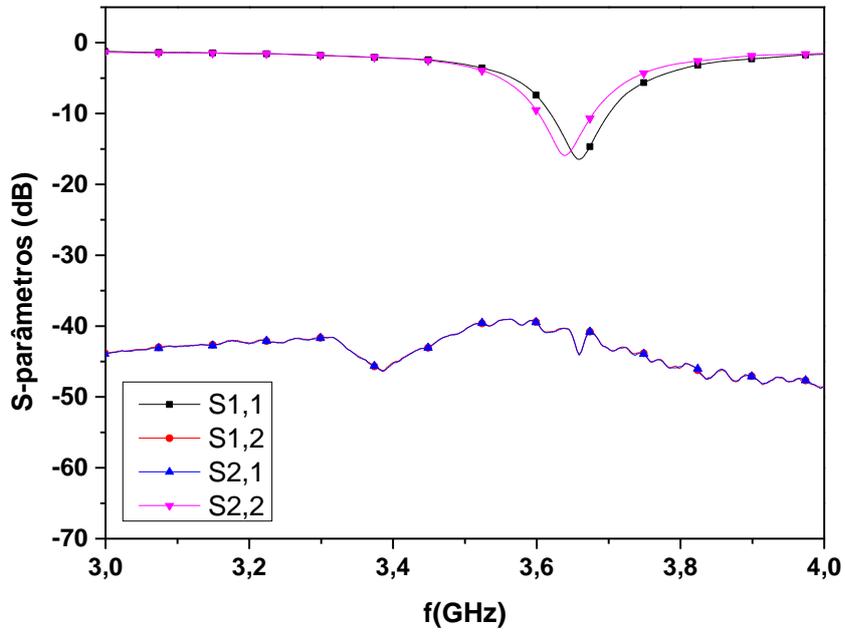
Após serem realizadas as mensurações das antenas individualmente, utilizando apenas um conector SMA. Os parâmetros de espalhamento foram medidos novamente, só que dessa vez utilizando as duas portas de VNA para alimentar as duas antenas.

Inicialmente foram medidos os coeficientes de reflexão (S_{11} e S_{22}) e também os parâmetros S_{12} e S_{21} referentes as antenas a e b circulares, Figura 51 (a). Onde se pode observar que tem valores de S_{12} e S_{21} que são inferiores a -35 dB, dentro de toda a banda de 3,0 a 4,0 GHz, fator este considerado muito bom para sistemas MIMO. E os parâmetros S_{11} e S_{22} tem largura de banda de 90 MHz e ressoam nas frequências de 3,65 GHz e 3,64 GHz, respectivamente.

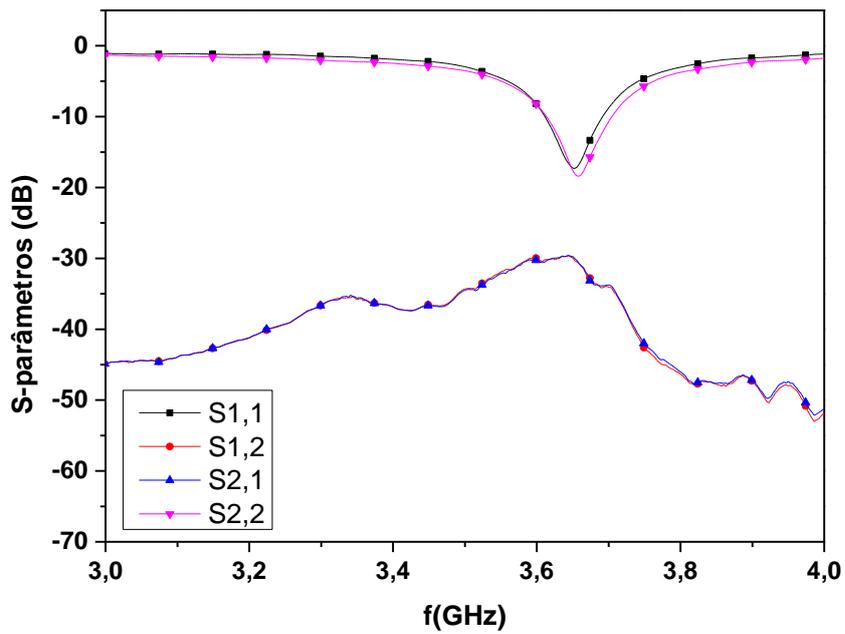
A Figura 51 (b) se refere aos valores medidos das antenas a e c para a geometria circular, no qual é possível analisar que também há um bom isolamento entre as portas com valores inferiores a -30 dB.

Os ângulos dos parâmetros de espelhamento entre as antenas a e b, são mostrados na Figura 52 (a), onde é possível verificar que há uma defasagem $\theta_{S_{1,1}}$ e $\theta_{S_{2,2}}$. Já os ângulos dos parâmetros de espelhamento entre as antenas a e c, são apresentados da Figura 52 (b) e também apresentam um comportamento semelhante, variando de -180° a 180° , contudo com uma menor defasagem entres os ângulos $\theta_{S_{1,1}}$ e $\theta_{S_{2,2}}$.

Figura 51: Coeficientes de Reflexão (S_{11} e S_{22}), e de isolamento (S_{12} e S_{21}): (a) as antenas a e b circulares; (a) as antenas a e c circulares;



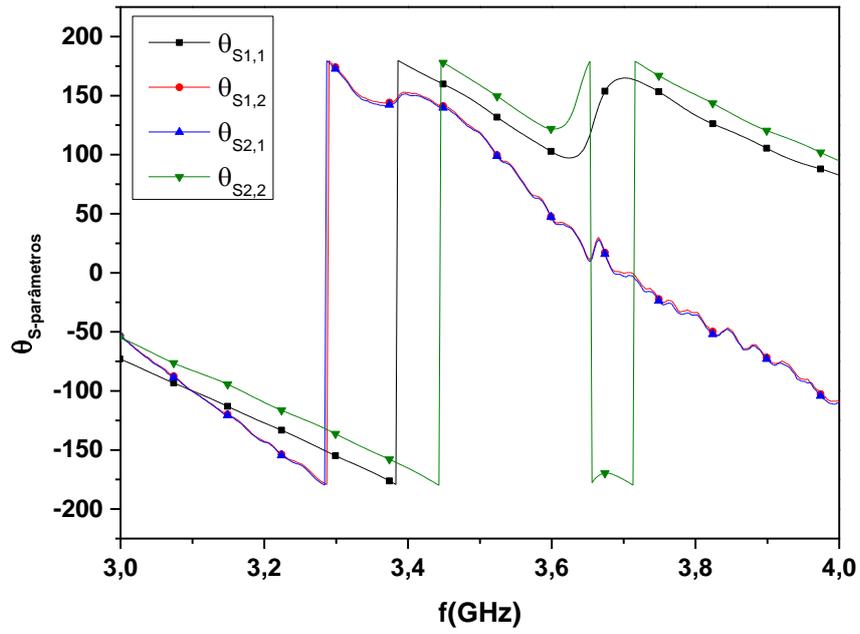
(a)



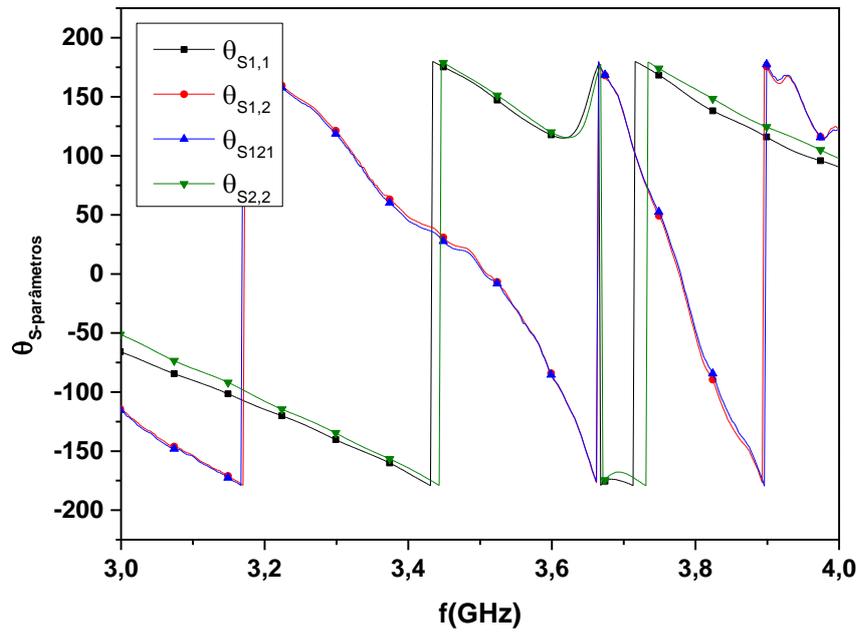
(b)

Fonte: Própria.

Figura 52: Medições dos ângulos dos parâmetros de espalhamento das antenas circulares: (a) entre as antenas a e b; (b) entre as antenas a e c.



(a)



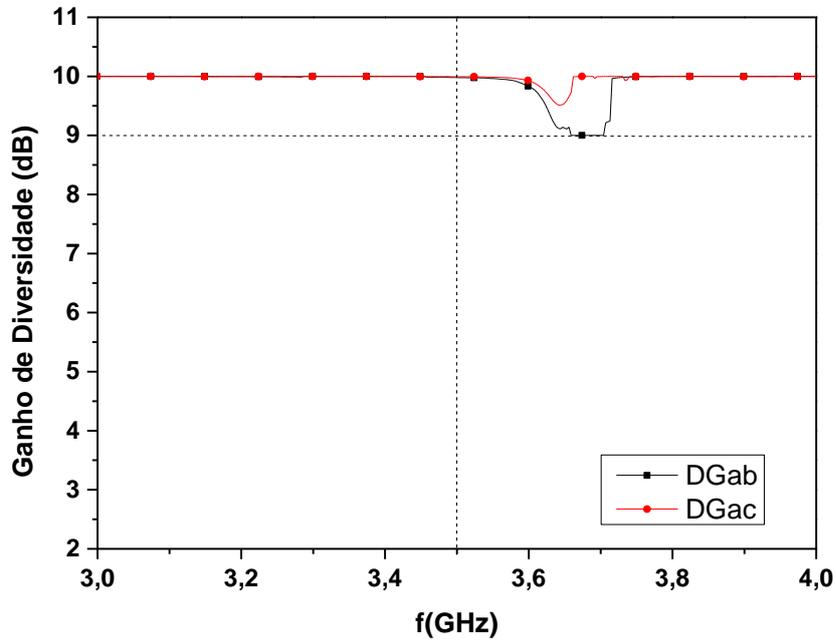
(b)

Fonte: Própria.

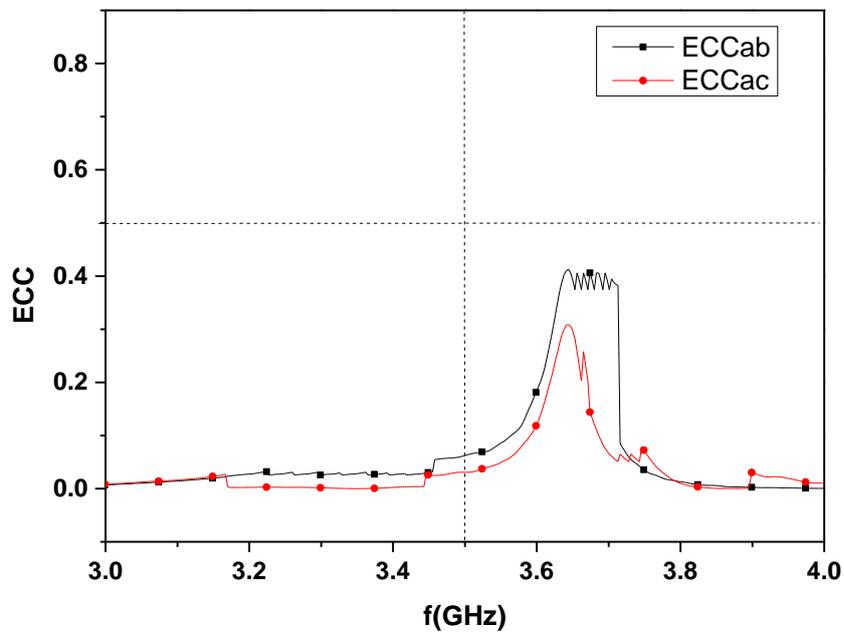
A partir da Figura 53 (a) é possível verificar que o sistema de antenas tem um ganho de diversidade maior do que 9,0 dB na faixa de frequência de 3,0 GHz a 4,0 GHz. Um ganho de diversidade (DG) superior a 9,0 dB, significa que a antena tem um bom desempenho.

Outro parâmetro calculado a partir das medições foi a correlação entre os elementos da antena. O coeficiente de Correlação de Envoltória é apresentado na Figura 53 (b) e tem valores inferiores a 0,5, o que indica um bom desempenho para sistemas MIMO.

Figura 53: Resultado simulado da antena MIMO 2x2 circular: (a) Ganho de diversidade (DG);
(b) Coeficiente de correlação de envelope (ECC).



(a)



(b)

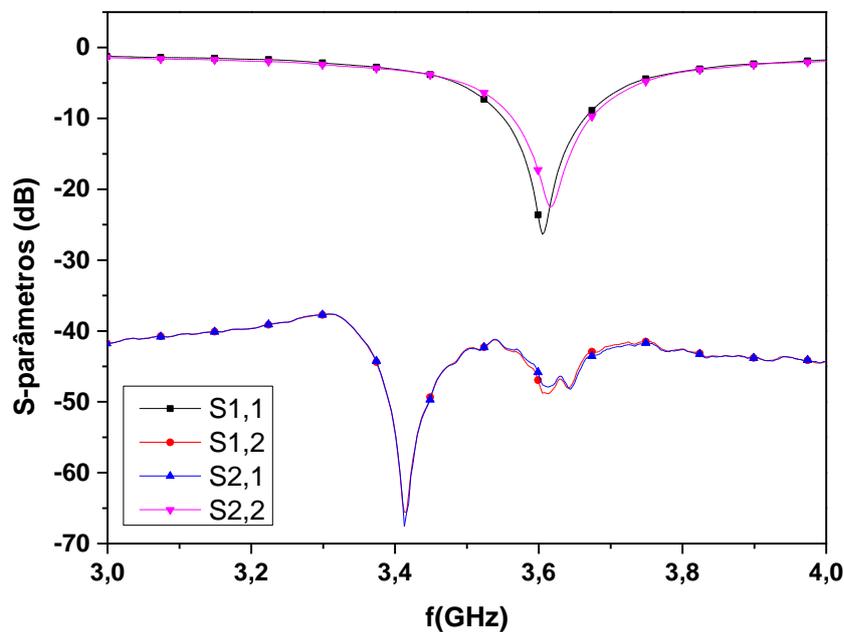
Fonte: Própria.

Para antena MIMO 2x2 com geometria retangular também se utilizou a mesma lógica para medição, primeiro mediu as antenas a e b juntas, Figuras 54 (a), e na sequência mediu as antenas a e c, Figura 54 (b), ambas ficaram com um isolamento inferior a -30 dB. Por causa da simetria entre as antenas, nesse caso também não foi medido os parâmetros S das antenas a e d.

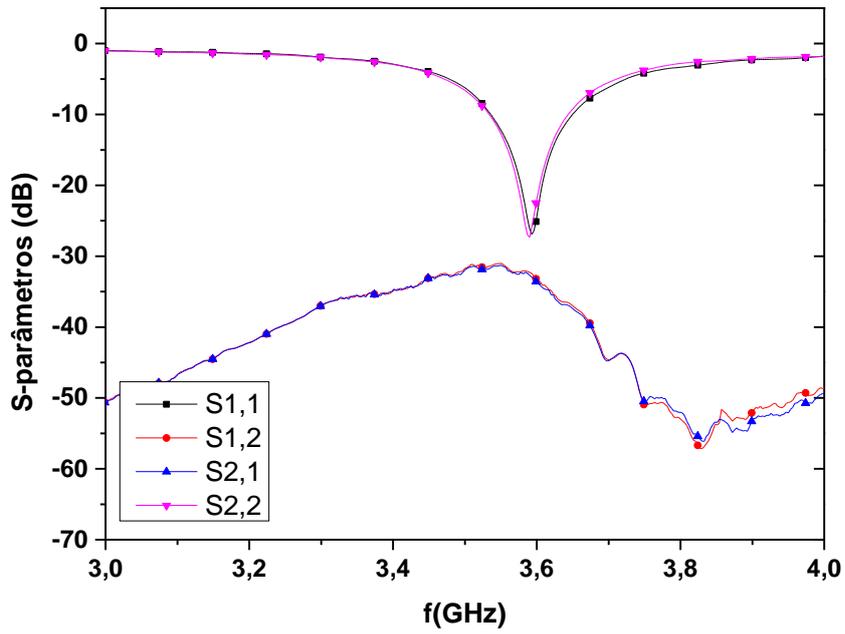
Nas Figuras 54 (a) e 54 (b) é possível observar que as curvas dos coeficientes de reflexão e de isolamento estão praticamente sobrepostas, exibindo um comportamento semelhante com largura de banda de 110 MHz.

Os ângulos dos parâmetros de espalhamento entre as antenas a e b (para as antenas retangulares) e os ângulos dos parâmetros de espalhamento entre as antenas a e c são ilustrados nas Figura 55 (a) e na Figura 55 (b), respectivamente. A partir dos gráficos, pode-se encontrar observar uma pequena defasagem entre os ângulos $\theta_{S_{1,1}}$ e $\theta_{S_{2,2}}$.

Figura 54: Coeficientes de Reflexão (S_{11} e S_{22}), e de isolamento (S_{12} e S_{21}): (a) para as antenas a e b retangulares; (b) para as antenas a e c retangulares.



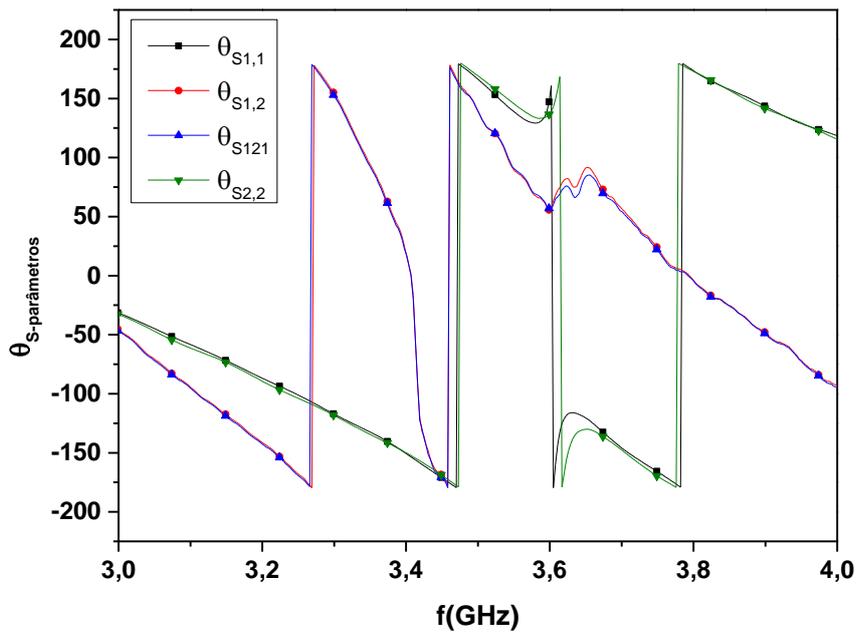
(a)



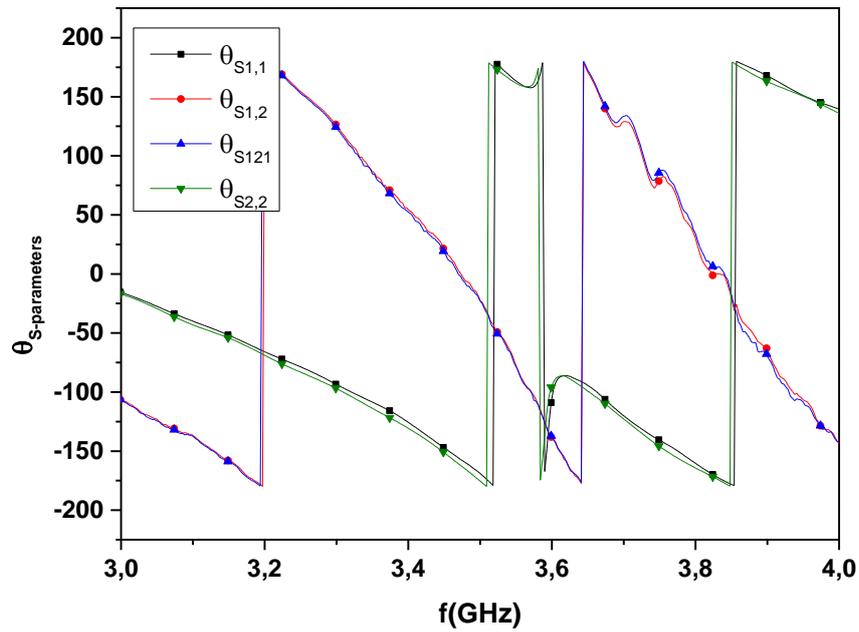
(b)

Fonte: Própria.

Figura 55: Medições dos ângulos dos parâmetros de espalhamento das antenas retangulares: (a) entre as antenas a e b; (b) entre as antenas a e c.



(a)

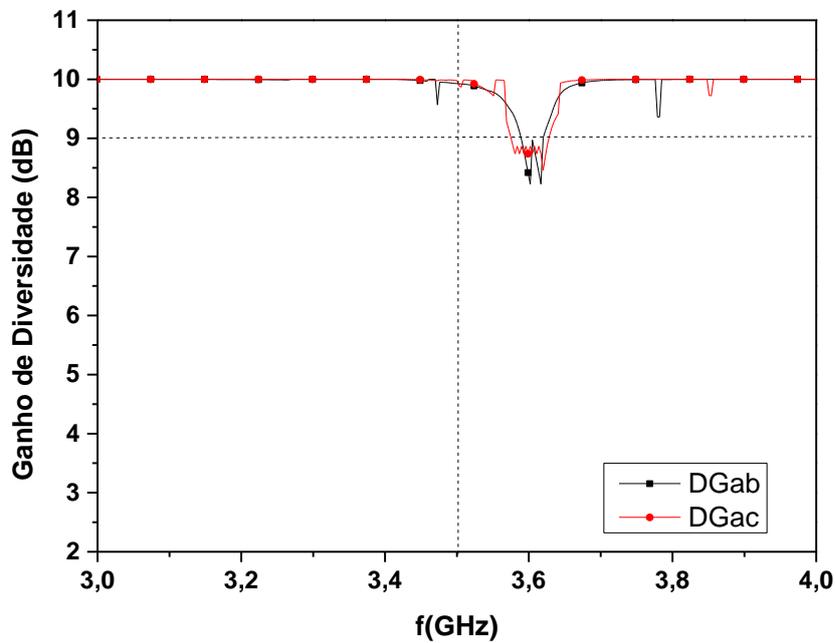


(b)

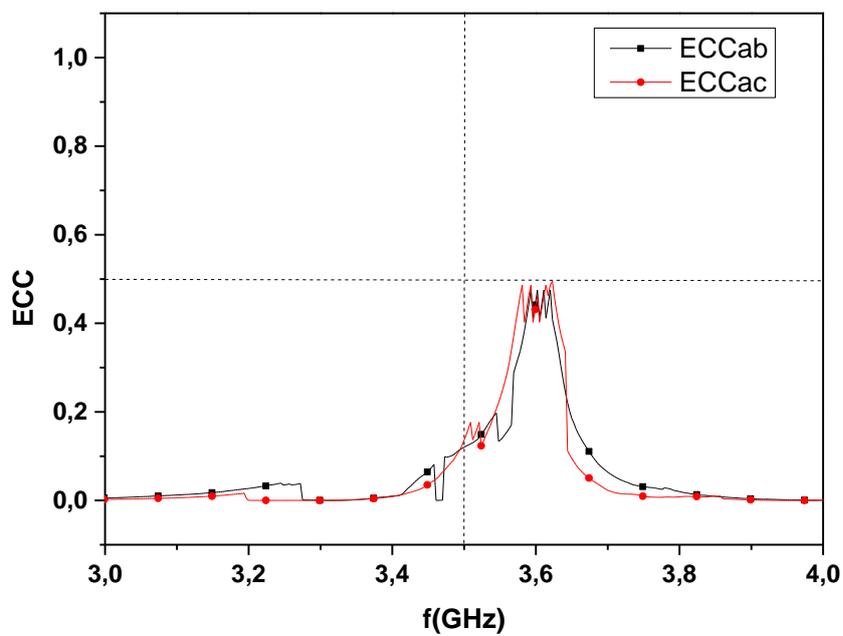
Fonte: Própria.

A Figura 56 (a) mostra as medidas para o ganho de diversidade entre as antenas a e b, e entre as antenas a e c. Nesta Figura, pode-se constatar que para a frequência de operação, o ganho de diversidade é bom. E o ECC fica abaixo de 0,5 em toda a faixa de frequência analisada, fator esse, que indica que a configuração de antena MIMO 2x2, com elementos retangulares também é apropriado para aplicações em antena MIMO.

Figura 56: Resultado simulado da antena MIMO 2x2 retangular: (a) Ganho de diversidade (DG); (a) Coeficiente de correlação de envelope (ECC).



(a)



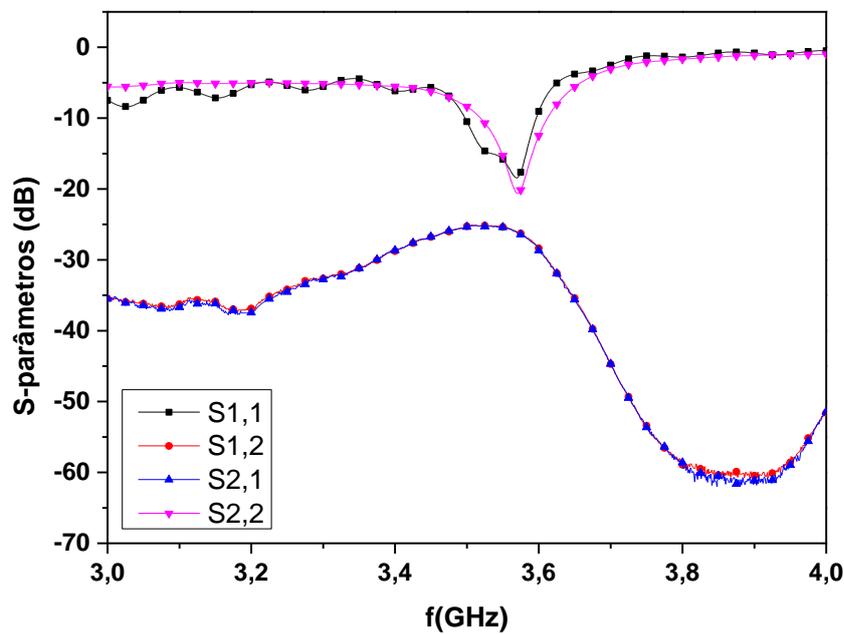
(b)

Fonte: Própria.

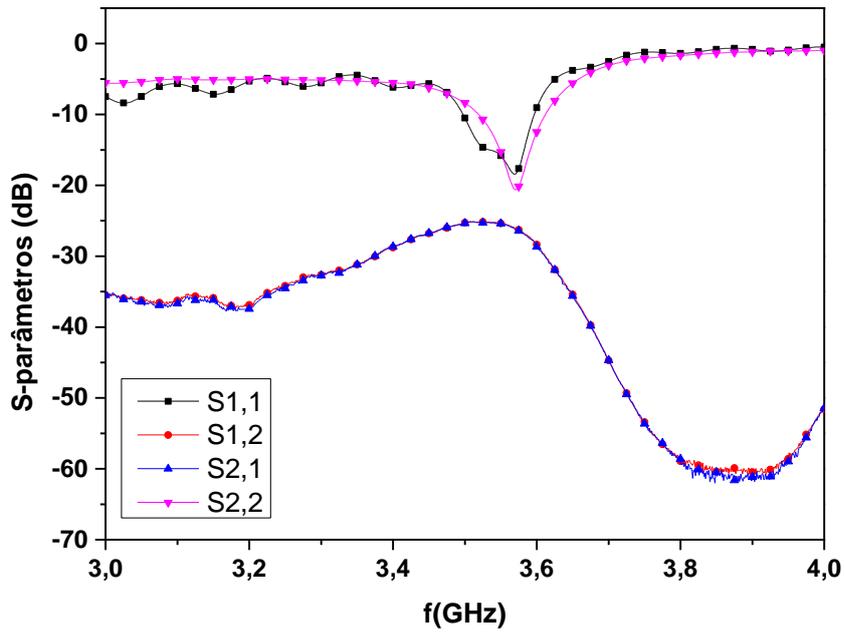
No sistema MIMO 2x2, com os dipolos o isolamento ficou abaixo de -20 dB, como pode ser analisado nas Figuras 57 (a) e 57 (b), contudo este valor ainda é considerado bom para os sistemas MIMO. A tecnologia MIMO, deve ter um alto isolamento entre as portas de sinal, contudo o grande empasse dessa tecnologia é conseguir conciliar alta reformasse com tamanho reduzido, pois conforme pode ser observado, à medida que reduz as dimensões há uma maior probabilidade de deterioração no isolamento das portas. Os gráficos dos coeficientes de reflexão das Figuras 57 (a) e 57 (b) ressoam em 3,57 GHz, no entanto há uma maior variação na sobreposição das curvas S_{11} e S_{22} .

As Figuras 58 (a) e 58 (b), mostram os ângulos dos parâmetros de espalhamento das antenas dipolo referentes as antenas (a e b) e (a e c). Conforme os gráficos, é possível verificar que há uma maior defasagem entres os ângulos $\theta_{S_{1,1}}$ e $\theta_{S_{2,2}}$ como esperado.

Figura 57: Coeficientes de Reflexão (S_{11} e S_{22}), e de isolamento (S_{12} e S_{21}): (a) para as antenas a e b dipolo; (b) para as antenas a e c dipolo.



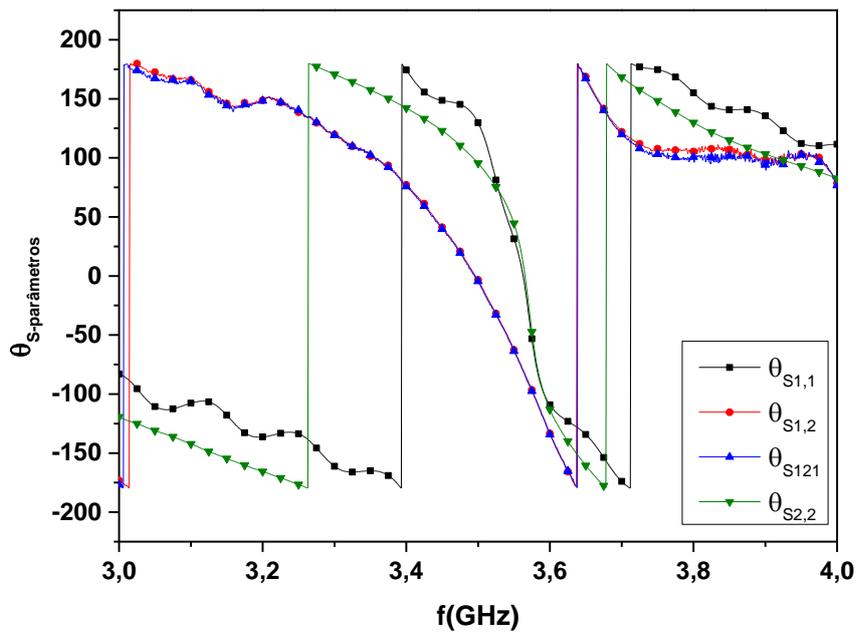
(a)



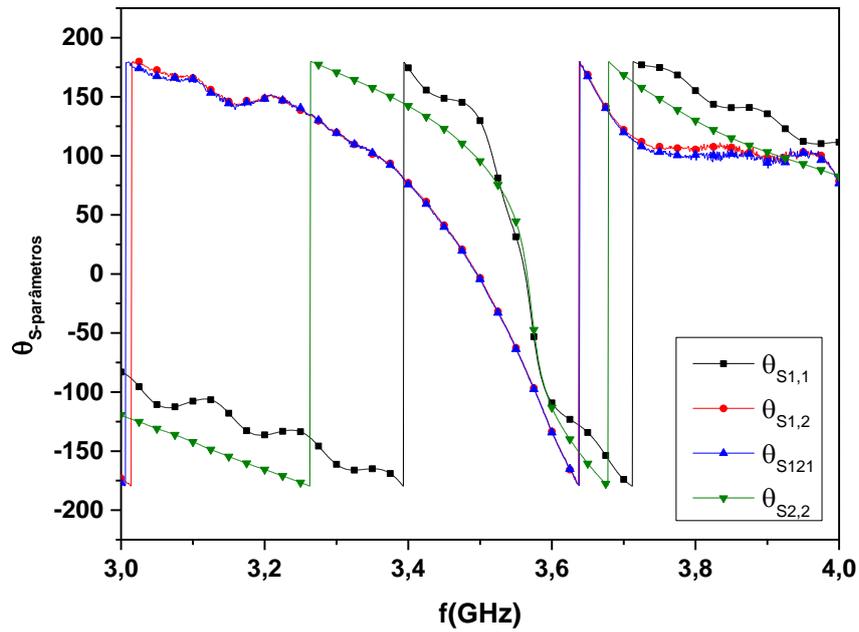
(b)

Fonte: Própria.

Figura 58: Medições dos ângulos dos parâmetros de espalhamento das antenas dipolo: (a) entre as antenas a e b; (b) entre as antenas a e c.



(a)



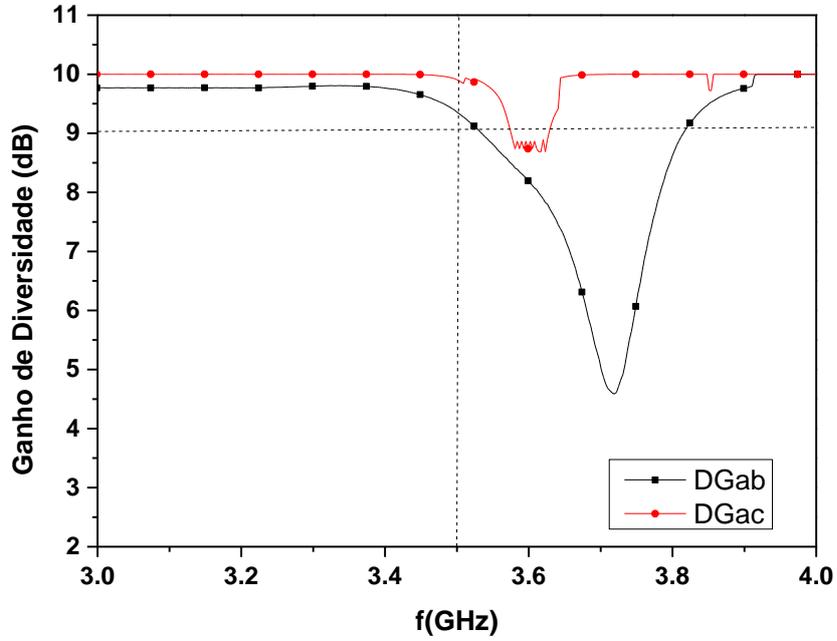
(b)

Fonte: Própria.

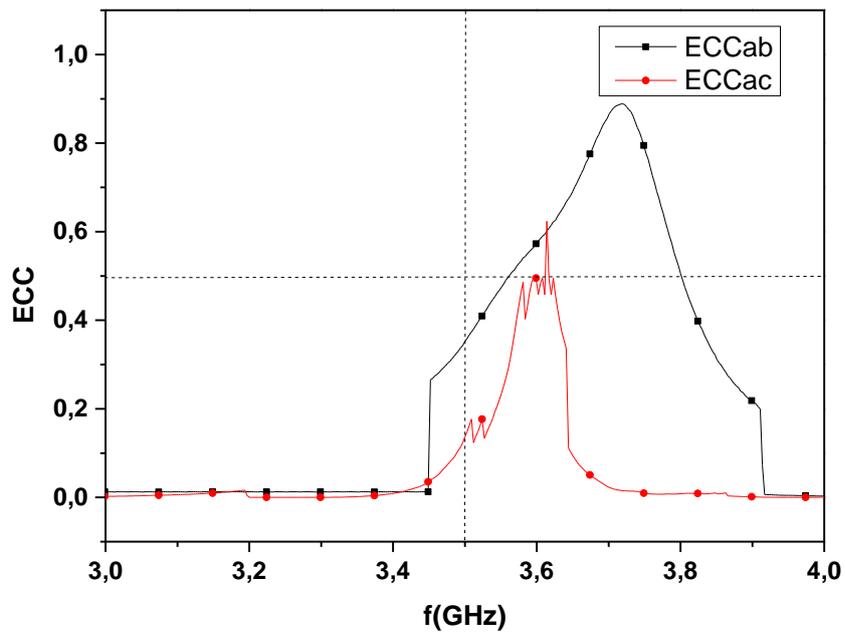
A antena MIMO construída dipolo tem acoplamento mútuo muito baixo de (S_{12} e $S_{21} < -20$ dB), baixo coeficiente de correlação de envelope ($ECC < 0,34$), Figura 59 (b) e alto ganho de diversidade ($DG > 9,37$ dB), Figura 59 (a), para a frequência de 3,5 GHz.

Contudo como as antenas ressoaram em 3,57 GHz para essa frequência o ganho de diversidade foi de 8,51 dB para as antenas a e b, já para as antenas a e c, o DG foi maior que 9,13 dB. O ECC para a frequência de 3,57 GHz foi inferior a 0,52 e 0,43 para as antenas ab e ac, respectivamente.

Figura 59: Resultado simulado do coeficiente de correlação de envelope (ECC) e o ganho de diversidade (DG) da antena MIMO 2x2 retangular.



(a)



(b)

Fonte: Própria.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um estudo de antenas MIMO 2x2 com geometrias circular, retangular e dipolo fio, na faixa de frequência de 3,5 GHz, para aplicação em sistemas de comunicação sem fio. As antenas MIMO consiste numa boa alternativa para melhorar a comunicação sem fio, pois são capazes de transmitir e receber múltiplos fluxos de dados simultaneamente em um menor tempo, em relação as antenas convencionais.

Os resultados obtidos por meio das medições mostram que o tipo de geometrias influência no comportamento dos parâmetros das antenas como largura de banda, perda de retorno, diagrama de radiação, ECC e ganho de diversidade. Outro fator analisado é que a medida que se diminui as dimensões as dimensões globais da antena MIMO, como no caso da antena dipolo duplo T, há uma dificuldade de manter a isolamento entre as antenas, fator este que pode ter ocasionado os piores valores de ECC e de ganho de diversidade.

O coeficiente de correlação de envoltória, em todas as antenas com configuração 2x2, apresenta valores menores que 0,5, para a frequência de 3,5 GHz. No entanto a antena dipolo duplo T, apresentou valores superiores a 0,5 em frequências mais altas. O ganho de diversidade para as geometrias circular e retangular, obtiveram valores superiores a 8 dB para toda a faixa de operação, valor este, considerado adequado para aplicativos MIMO, portanto as antenas estudadas, mostram-se apropriadas para os terminais móveis no sistema de comunicação sem fio.

Os coeficientes de reflexão obtidos nas simulações indicam um comportamento similar às medições, apresentando resultados satisfatório. Contudo ocorreu um deslocamento da frequência de ressonância, que pode ter ocorrido por descasamentos e falhas no acabamento no momento na construção da antena. A isolamento entre as portas de todas as antenas, também apresenta certa deterioração de isolamento, mas tanto nas simulações como nas medições a isolamento entre as portas de alimentação estão abaixo de -20 dB.

Como perspectiva para continuação do trabalho será acrescentado mais elementos de antenas para formar um sistema MIMO massivo.

7. REFERÊNCIAS

- 3GPP 2022. **Release 11**. Disponível em: <https://www.3gpp.org/specifications/releases/69-release-11>. Acesso em 02 de março de 2022.
- 3GPP 2022. **Release 12**. Disponível em: <https://www.3gpp.org/specifications/releases/68-release-12%20como%20sitar>. Acesso em 02 de março de 2022.
- 5G PPP. 2015. **The 5G Infrastructure Public Private Partnership: The Next Generation Of Communication Networks And Services**. Disponível em: <https://translate.google.com.br/translate?hl=pt-BR&sl=en&u=https://5g-ppp.eu/&prev=search>. Acesso em: 26 de agosto de 2018.
- 5G AMÉRICA. **Espectro para 5G: banda de 3,5 GHz na América Latina**. Disponível em: <https://brechazero.com.br/wp-content/uploads/2019/06/3.5-GHz-pt-ok.pdf>. Acesso em 10 de março de 2021.
- ALMEIDA, Marco Antônio F. R. de. **Telefonia Celular. Teleco: Inteligência em Telecomunicações**, 18 de novembro de 2013. Disponível em: https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialintlte/pagina_3.asp. Acesso em: 03 de janeiro de 2022.
- ASAAD, Saba; RABIEI, Amir Masoud; MÜLLER, Ralf R. **Massive MIMO with antenna selection: Fundamental limits and applications**. IEEE Transactions on Wireless Communications, v. 17, n. 12, p. 8502-8516, 2018.
- BABU, K. Vasu; ANURADHA, B. **Design of multi-band minkowski MIMO antenna to reduce the mutual coupling**. Journal of King Saud University-Engineering Sciences, v. 32, n. 1, p. 51-57, 2020.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory-Analysis and Design**. 2 ed. New York: John Wiley and Sons, Inc., 2005.
- BERTENYI, Balazs. **5G evolution: what's next?** IEEE Wireless Communications, v. 28, n. 1, p. 4-8, 2021.
- CAPOVILLA, Carlos Eduardo. **Antenas Planares Aplicadas às Comunicações Móveis de Últimas Gerações Utilizando Elementos Quasi-Yagi**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 2004.

CIHANGIR, Aykut et al. **MIMO antenna concept for 4G electronic eyewear devices**. In: 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). IEEE, 2014. p. 687-688.

EL MRABET, Otman. **High frequency structure simulator (HFSS) tutorial**. IETR, UMR CNRS, v. 6164, p. 2005-2006, 2006.

FERREIRA, João Luis Reis. **MIMO “Multiple Input Multiple Output”**. UFRJ, 2008. Disponível em: https://www.gta.ufrj.br/ensino/eel879/trabalhos_vf_2008_2/joao_luiz/aplicacoes.html. Acesso em 30 de agosto de 2018.

FOSCHINI, Gerard J. **Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas**. Bell Labs Technical Journal, v. 1, n. 2, p. 41-59, 1996.

FOSCHINI, Gerard J.; GANS, Michael J. **On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas**. Wireless Personal Communications, v. 6, n. 3, p. 311-335, 1998.

FOUDAZI, Ali; MALLAHZADEH, Alireza; NEZHAD, Sajad Mohammad Ali. **A triple-band WLAN/WiMAX printed monopole antenna for MIMO applications**. Microwave and Optical Technology Letters, v. 54, n. 5, p. 1321-1325, 2012.

FUSCO, Vincent F. **Foundations of antenna theory and techniques**. Pearson Education, 2005.

GESBERT, David et al. **From the orytopractice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems**. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, v. 21, n. 3, p. 281-302, 2003.

GESBERT, David et al. **Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference**. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, v. 28, n. 9, p. 1380-1408, 2010.

HOSSAIN, Saddam. **5G wireless communication systems**. American Journal of Engineering Research (AJER), v. 2, n. 10, p. 344-353, 2013.

HUANG, He; LIU, Ying; GONG, Shu-Xi. **Four antenna MIMO system with compact radiator for mobile terminals**. Microwave and Optical Technology Letters, v. 57, n. 6, p. 1281-1286, 2015.

JENSEN, Michael A. **A historyof MIMO wireless communications**. In: 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI). IEEE, 2016. p. 681-682.

JUSOH, M. et al. **Correlation analysis UWB MIMO tree-antenna orientations.** Microwave and Optical Technology Letters, v. 55, n. 3, p. 688-692, 2013.

KUO, Yen-Liang; WONG, Kin-Lu. **Printed double-T monopole antenna for 2.4/5.2 GHz dual-band WLAN operations.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 51, n. 9, p. 2187-2192, 2003.

LAGES, André Vinícius de Souza. **Antena MIMO Ultra Banda Larga para Comunicações Móveis.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Pará. 2015.

LARSSON, Erik G. et al. **Massive MIMO for next generation wireless systems.** IEEE communications magazine, v. 52, n. 2, p. 186-195, 2014.

LEE, Juho et al. **LTE-advanced in 3GPP Rel-13/14: An evolution toward 5G.** IEEE Communications Magazine, v. 54, n. 3, p. 36-42, 2016.

LI, Yixin et al. **High-isolation 3.5 GHz eight-antenna MIMO array using balanced open-slot antenna element for 5G smartphones.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 67, n. 6, p. 3820-3830, 2019.

LING, Rich; DONNER, Jonathan. **Mobile communication.** John Wiley & Sons, 2013.

MAHA, Ben Zid; KOSAI, Raouf. **Multi-user MIMO Communication: Basic Aspects, Benefits and Challenges.** Recent Trends in Multi-user MIMO Communications, Intechopen, p. 3-24, 2013.

MORAIS, José Haroldo Cavalcante. **Estudo de Antenas Patches de Microfita Miniaturizadas em Banda Larga para Aplicações em Dispositivos Móveis e Portáteis.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação) – Programa de Pós-Graduação. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. 2011.

MUNSON, R. **Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays.** IEEE Transactions on Antennas and propagation, v. 22, n. 1, p. 74-78, 1974.

NAVARRO, Gidy Carolina Flores. **Sistema Simples de VHDL para o Desenvolvimento de um Setup de Múltiplas Antenas.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. 2012.

OLIVEIRA, Francine Cássia de Oliveira., NUNES, Daniel Andrade. **Técnicas de múltiplas antenas para 4G e 5G.** VII SRST – Seminário de Redes e Sistemas de Telecomunicações Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. Setembro de 2017.

OLIVEIRA, Paulo Ricardo Mourão. **Sistemas de antenas MIMO**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Electrónica e Telecomunicações). Universidade do Algarve, 2010.

PAULRAJ, Arogyaswami J. et al. **An overview of MIMO communications – a key to gigabit wireless**. Proceedings of the IEEE, v. 92, n. 2, p. 198-218, 2004.

PAULRAJ, Arogyaswami J.; PAPADIAS, Constantinos B. **Space-time processing for wireless communications**. IEEE Signal Processing Magazine, v. 14, n. 6, p. 49-83, 1997.

PEREIRA, Thomas Tadeu de Oliveira. Estudo e desenvolvimento de antena de microfita aplicada à veículos aéreos não tripulados para inspeção em linhas de transmissão. Orientador: Humberto Dionísio de Andrade. 2018. Dissertação (Mestrado) – Mestrado em Sistemas de Comunicação e Automação, Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, UFERSA. Mossoró, 2018.

POZAR, David. M., SCHAUBERT, D. H. **Microstrip antennas –The analysis and design of microstrip antennas end arrays**. New York,USA,The IEEE, Inc., 1995.

POZAR, David. M. **Microwave Engineering**. John Wiley & Sons. Inc. 2011.

RAMESH, M.; KB, Y. I. P. **Design formula for insetfed microstrip patch antenna**. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe), v. 3, n. 3, p. 5-10, 2003.

RODOVALHO, Tércio Naves. **Análise de Desempenho Experimental de Redes LTEAdvanced Baseadas em MIMO e Agregação de Portadoras**. Instituto Nacional de Telecomunicações, 2017.

SALES, Fernando Lopes Cavalcanti. Redes LTE: Comparação entre sistemas MIMO e SISO para cobertura em ambientes Indoor. **Teleco: Inteligência em Telecomunicações**, 27 de fevereiro de 2017. Disponível em:<https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialltemimosiso/default.asp>. Acesso em: 05 de janeiro de 2022.

SHARAWI, Mohammad S. **Printed multi-band MIMO antenna systems and their performance metrics [wireless corner]**. IEEE Antennas and Propagation Magazine, v. 55, n. 5, p. 218-232, 2013.

SHOAIB, Sultan et al. **Design and performance study of a dual-element multiband printed monopole antenna array for MIMO terminals**. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, v. 13, p. 329-332, 2014.

SILVA, José Lucas. **Estudo do Comportamento de Antena de Microfita com Substrato Metamaterial**. Dissertação (Mestrado em Sistemas de Comunicação e Automação) - Programa

De Pós-Graduação Em Sistemas de Comunicação e Automação. Universidade Federal Rural do Semi-Árido. 2015.

SILVA NETO, Almir Souza e. **Antenas de Microfitas para 4G e 5G e arranjo de antenas cilíndricas.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica e de Computação) – Programa de Pós-Graduação. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. 2016.

SILVEIRA, Rhenus Victor Luna da. **Um Estudo Teórico sobre o Uso das Antenas de Microfita.** III Congresso Nacional de Educação (CONEDU). 2016.

SOUSA NETO, Marinaldo Pinheiro de. **Caracterização de Antenas Planares com Substrato Metamaterial.** Dissertação (Mestrado Engenharia Elétrica e de Computação) – Programa de Pós-Graduação. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. 2011.

SOUSA NETO, Marinaldo Pinheiro de. **Um Estudo de Metamaterial em Antenas de Microfita.** Tese de doutorado (Mestrado Engenharia Elétrica e de Computação) – Programa de Pós-Graduação. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. 2014.

SUPREEYATITIKUL, Nathapat et al. **A Quad-Band 4× 4 MIMO Antenna Array for Millimeter-Wave 5G Communications.** In: 2019 2nd World Symposium on Communication Engineering (WSCE). IEEE, 2019. p. 87-92.

TELECOMHALLBR. Setembro de 2011. **O que é MIMO?** Disponível em: <http://www.telecomhall.com/br/o-que-e-mimo.aspx>. Acesso em: 28 de agosto de 2018.

VENKATESHKUMAR, Udayamoorthy et al. **Multiband Patch Antenna Design for 5G Applications.** In: 2020 Fourth International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC). IEEE, 2020. p. 528-534.

WANG, Qian et al. **5G MIMO conformal microstrip antenna design.** Hindawi Wireless Communications and Mobile Computing, China, v. 2017, p. 1-11, 2017.

WONG, Kin-Lu; TSAI, Chih-Yu; LU, Jun-Yu. **Two asymmetrically mirrored gap-coupled loop antennas as a compact building block for eight-antenna MIMO array in the future smartphone.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 65, n. 4, p. 1765-1778, 2017.

ZHANG, Shuai et al. **Reduction of the envelope correlation coefficient with improved total efficiency for mobile LTE MIMO antenna arrays: mutual scattering mode.** IEEE Transactions On Antennas and Propagation, v. 61, n. 6, p. 3280-3291, 2013.

ZINGG, Reto. **Printed Dipole Antenna.** University of Colorado at Boulder, USA, p. 1-8, 2000. Disponível em: <http://zingg.org/Boulder/projects/PrintedDipoleAntenna.pdf>. Acesso em: novembro de 2021.