

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

GABRIEL ANTONIO RONCOLETA

Aumento da diretividade de antenas *patch* retangular por meio da inserção de vias em curto

São João da Boa Vista

2022

Gabriel Antonio Roncoleta

Aumento da diretividade de antenas *patch* retangular por meio da inserção de vias em curto

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações .

Orientador: Prof^o Dr. Rafael Abrantes Penchel

Coorientador: Prof^o Dr. Renan Alves dos Santos

São João da Boa Vista

2022

R769a

Roncoleta, Gabriel Antonio

Aumento da diretividade de antenas patch retangular por meio da inserção de vias em curto / Gabriel Antonio Roncoleta. -- São João da Boa Vista, 2022

44 p.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista

Orientador: Rafael Abrantes Penchel

Coorientador: Renan Alves dos Santos

1. Ondas milimétricas. 2. Microondas. 3. Linhas de transmissão em fita. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**AUMENTO DA DIRETIVIDADE DE ANTENAS PATCH RETANGULAR POR MEIO
DA INSERÇÃO DE VIAS EM CURTO**

Aluno: Gabriel Antônio Roncoleta
Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

- Rafael Abrantes Penchel (Orientador)
- Ivan Aritz Aldaya Garde (Examinador)
- José Augusto de Oliveira (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 067/2022)

São João da Boa Vista, 12 de dezembro de 2022

DADOS CURRICULARES

GABRIEL ANTONIO RONCOLETA

NASCIMENTO 29/09/1997

FILIAÇÃO Jose Antonio Roncoleta
Devanil Aparecida Santo Pedro Roncoleta

2016 / 2022 Graduação em Engenharia Eletrônica e de
Telecomunicações
UNESP-SJBV

AGRADECIMENTOS

Estou extremamente feliz em estar escrevendo essa seção do meu Trabalho de Conclusão de Curso depois de anos de muita dedicação, esforços e estudos.

Primeiramente gostaria de agradecer a Deus por ter conseguido chegar até aqui. Em segundo lugar gostaria de agradecer ao meu pai e minha mãe, José e Ivani, e a meu irmão, Rafael, por todo o apoio, incentivo e forças que me deram durante todos esses anos de graduação, sem vocês não conseguiria ter chego até aqui. Quero agradecer também a todos os amigos que fiz durante a graduação, por todos os momentos que vivemos e por todas as dificuldades superadas.

Gostaria também de agradecer ao Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel por ter me orientado nesse trabalho, pela paciência e por todos os ensinamentos que me passou.

Quando algo é importante o suficiente, você o faz mesmo que as probabilidades não estejam a seu favor - Elon Musk

RESUMO

Atualmente com a crescente demanda de dados que o mundo vem passando novas tecnologias precisam ser desenvolvidas para suprir tal necessidade. Uma dessas novas tecnologias são as redes móveis de quinta geração. O 5G utilizará frequências altas em algumas aplicações, com diferentes bandas de frequências e também para redes de acesso Wi-Fi, como o padrão WiGig. WiGig são redes Wi-Fi com uma alta taxa de transferência de dados para uma distância de aplicação de até 10 metros. Nessa aplicação são usadas antenas de microfita para satélites, aplicações militares e várias outras, pois estas possuem um baixo custo e facilidade de fabricação. Apesar dessas antenas possuir boas vantagens ela possui baixa diretividade e largura de banda estreita. Com isso foi projetada uma antena para trabalhar em frequências de 30 GHz (ondas milimétricas) e posteriormente foi introduzido pinos na antena, com o intuito de aumentar a diretividade. Após colocado os pinos a frequência da antena é deslocada para valores superiores, nesse caso 60 GHz. Para frequências tão altas é indispensável o uso de antenas mais diretas visto que quanto maior a frequência utilizada maior é a atenuação sofrida pelo sinal. Após todos os cálculos e parametrizações alguns parâmetros, além da diretividade, foram analisados como o coeficiente de reflexão, parâmetro S_{11} , a impedância de entrada, parâmetro Z_{11} e também a distribuição em fase da antena para diferentes casos. Todas as simulações e análises foram feitas no software HFSS.

PALAVRAS-CHAVE: ANTENA MICROSTRIP, PINOS, DIRETIVIDADE

ABSTRACT

Currently with a growing demand for data that the world is going through new technologies need be able to meet this need. One of these new technologies is the mobile networks of fifth generation. 5G will use higher frequencies in some applications, with different bandwidths frequencies and also for Wi-Fi access networks, such as the WiGig standard. WiGig are Wi-Fi networks with a high data transfer rate for an application distance of up to 10 meters. in this application microstrip antennas are used for satellites, military applications and many others, as these They are low cost and easy to manufacture. Although these antennas have advantages, they It has low directivity and narrow bandwidth. With that in mind, an antenna was designed to work at frequencies of 30 GHz (millimeter waves) and later pins were presented on the antenna, with with the aim of increasing directivity. After placing the pins, the antenna frequency is shifted to higher values, in this case 60 GHz. For such high frequencies it is essential to use antennas more directives since the higher the frequency used, the greater the attenuation suffered by the signal. After all the calculations and parameterizations, some parameters, in addition to the directivity, were analyzed such as the reflection coefficient, parameter S_{11} , the input impedance, parameter Z_{11} and also the antenna phase distribution for different cases. All simulations and analyzes were carried out on the HFSS software.

KEYWORDS: MICROSTRIP ANTENNA, PINS, DIRECTIVITY

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Tráfego de dados da rede móvel mundial.	11
Figura 2	Espectro de frequências a ser usado no 5G.	12
Figura 3	Média de absorção atmosférica para frequências maiores de 10 GHz.	13
Figura 4	Método de alimentação por acoplamento de proximidade.	15
Figura 5	Método de alimentação por acoplamento de abertura.	15
Figura 6	Método de alimentação por linha de microstrip.	16
Figura 7	Método de alimentação por sonda coaxial.	17
Figura 8	Localização da constante dielétrica efetiva, ϵ_{reff}	17
Figura 9	Patch retangular e seu modelo de linha de transmissão equivalente.	19
Figura 10	Distribuição de carga e de corrente no patch.	20
Figura 11	Modos nas antenas e suas respectivas distribuições de campo.	23
Figura 12	Antena a ser estudada com os pinos.	26
Figura 13	Linha de transmissão da antena patch proposta na figura Figura 12.	26
Figura 14	Vista isométrica da antena.	28
Figura 15	Vista do topo da antena.	29
Figura 16	Parâmetro S_{11} da antena de 1,52 GHz.	29
Figura 17	Parâmetro Z_{11} antena de 1,52 GHz.	30
Figura 18	Diretividade da antena de 1,52 GHz.	30
Figura 19	Gráfico Diretividade x f_r/f_0	31
Figura 20	Gráfico Diretividade x D/W	31
Figura 21	Vista superior da antena com os pinos.	32
Figura 22	Parâmetro S_{11} da antena de 2,90 GHz.	32
Figura 23	Parâmetro Z_{11} da antena de 2,90 GHz.	33
Figura 24	Diretividade da antena de 2,90 GHz.	33
Figura 25	Parâmetro S_{11} da projetada sem os pinos.	34
Figura 26	Parâmetro Z_{11} da antena projetada sem os pinos.	35
Figura 27	Diretividade da antena projetada sem os pinos.	35
Figura 28	Distribuição de campo em fase da antena projetada.	36
Figura 29	Parametrização posição dos pinos para a antena projetada.	37
Figura 30	Parametrização raio dos pinos para a antena projetada.	37
Figura 31	Vista superior da antena projetada com os pinos.	38
Figura 32	Parâmetro S_{11} da antena projetada com os pinos.	38
Figura 33	Parâmetro Z_{11} da antena projetada com os pinos.	39
Figura 34	Diretividade da antena projetada com os pinos.	39
Figura 35	Distribuição de campo em fase da antena projetada com os pinos.	40

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Motivação e Justificativa	12
1.2	Objetivos	13
1.3	Organização do Trabalho	13
2	DESIGN DE ANTENAS PATCH RETANGULAR	14
2.1	Antenas Patch	14
2.2	Tipos de alimentação	14
2.2.1	Acoplamento de proximidade	14
2.2.2	Acoplamento de abertura	14
2.2.3	Linha de microfitas	15
2.2.4	Sonda Coaxial	16
2.3	Métodos de Análise	16
2.3.1	Linha de transmissão	16
2.3.2	Método da cavidade	20
2.3.2.1	Configuração de Campo	21
2.4	Fator de Qualidade, Largura de Banda e Eficiência	24
2.5	Diretividade Antena	24
2.6	Aumento da diretividade usando vias em curto	25
3	RESULTADOS	28
3.1	Reprodução dos Resultados - Parte 1	28
3.2	Reprodução dos Resultados - Parte 2	30
3.3	Projeto Antena - Sem Pinos	32
3.4	Projeto Antena - Com Pinos	34
4	CONCLUSÕES	41
	REFERÊNCIAS	42

1 INTRODUÇÃO

A tecnologia esta presente cada vez mais na vida das pessoas por todo o mundo. Processos estão sendo automatizados e muitas atividades, tanto de pessoas como de empresas, está se digitalizando. Com essa constante evolução nos últimos anos houve um grande aumento na taxa de transmissão de dados. Na Figura 1 é possível observar a evolução do tráfego de dados mundial para redes 2G, 3G e 4G, para redes FWA (serviços de telefonia fixa) e para as redes 5G nos próximos anos (MOBILE. . . , 2013).

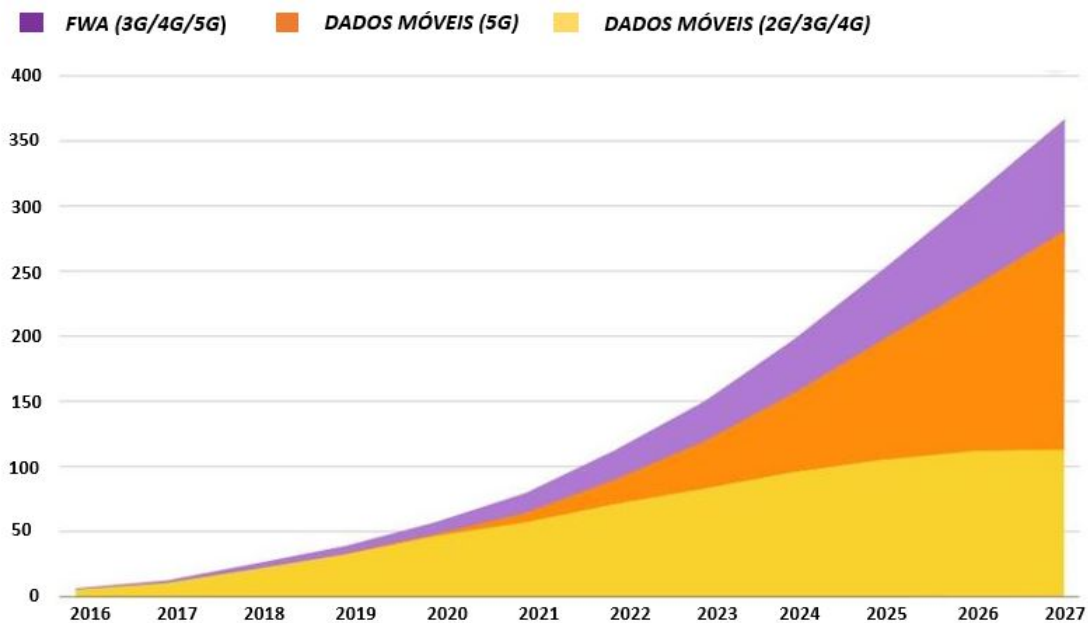


Figura 1 – Tráfego de dados da rede móvel mundial.

Fonte: Adaptado de (MOBILE. . . , 2013)

Para se ter uma melhor noção sobre a quantidade do uso de dados, a média mensal de uso atualmente é de 12 GB por pessoa no mês e a expectativa para o final de 2027 é que passe a ser 40 GB.

Com tamanha demanda de dados para os próximos anos será necessário ter uma tecnologia que proporcione uma alta taxa de transferência de dados, nesse caso o 5G. Estima-se que o 5G, quando comparado ao 4G, seja capaz de entregar velocidades 50 a 100 vezes maiores, podendo teoricamente chegar até 10 Gbps (EDUCACAO,). Um problema para a implementação do 5G é que o espectro de frequências está escasso. Com isso será necessário explorar novas faixas de frequências que, agora, são frequências maiores que 30 GHz, as chamadas ondas milimétricas. Uma divisão do novo espectro que vai ser usado pode ser visto na Figura 2.

Ondas milimétricas estão presentes em faixas de frequência que variam de 30 GHz a 300 GHz. É possível, utilizando tais frequências, alcançar uma taxa de transferência de 10 Gbps. O problema, ao usar frequências altas, é que quanto maior a frequência utilizada menor é a distância alcançada das ondas.

O 3GPP (3rd Generation Partnership Project) é uma associação que reúne órgãos normativos de telecomunicações. Recentemente, foi lançado pelo órgão o Release 17 que especifica características

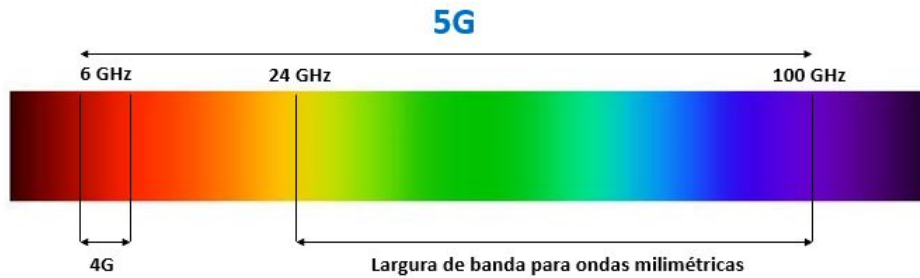


Figura 2 – Espectro de frequências a ser usado no 5G.

Fonte: Adaptado de (DIGITAL, 2020)

para as redes 5G. Um dos pontos mais importantes do Release 17 é a expansão da frequência de operação que agora passa ser de até 71 GHz. Aqui também é incluído suporte global para a frequência de 60 GHz não licenciada, podendo abrir espaço para o uso de novos serviços e desenvolvimentos de telecomunicações. (TODAY, 2022)

Para novos estudos e aplicações na frequência de 60 GHz, o IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), publicou o padrão WiGig 802.11ad. Este padrão tem o objetivo de padronizar redes WiFi para operarem em frequências de 60 GHz, com as frequências podendo variar de 57 GHz até 66 GHz, mudando de país para país. As vantagens do padrão são várias como uma taxa de dados de até 7 Gbps, espectro de frequência pouquíssimo utilizado e possibilidade de reuso da frequência sem que haja interferência com outras redes. Apesar de possuir boas condições, de acordo com a física, quanto maior a frequência utilizada menor é a distância alcançada pela mesma, sendo facilmente obstruída por qualquer obstáculo. Neste caso a aplicação para WiGi é de até 10 metros, possuindo altíssimas taxas de transmissão de dados para curtas distâncias.

Uma outra grande desvantagens de utilizar tais frequência é que a chuva e gases, como o oxigênio, interferem no sinal. Conforme aumenta-se a frequência o comprimento da ondas eletromagnéticas diminuem aproximando-se do tamanho das gotas de chuva. Este efeito causa um espalhamento da energia do sinal, causando interferência no mesmo. A Figura 3 representa as perdas associadas a chuva e alguns gases.

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Com o crescente aumento na demanda de dados é necessário existir uma tecnologia que tenha uma grande capacidade na transferência de dados em um curto intervalo de tempo com alto índice de segurança e disponibilidade. A tecnologia usada será o 5G e com ela será explorada novas faixas de frequência, as chamadas ondas milimétricas. Para essa faixa de frequência, na faixa de 30 GHz até 100 GHz, antenas vem sendo estudadas e desenvolvidas para os mais diversos tipos de aplicações.

Esse trabalho estudará uma antena patch retangular, para operar em uma frequência de 30 GHz, com aplicações para o 5G, e posteriormente serão introduzidos pinos na antena aumentando a diretividade e deslocando a frequência para valores superiores. A frequência será deslocada para aproximadamente 60 GHz encaixando -se em aplicações WiGig, baseado no padrão 802.11ad do IEEE. A aplicação

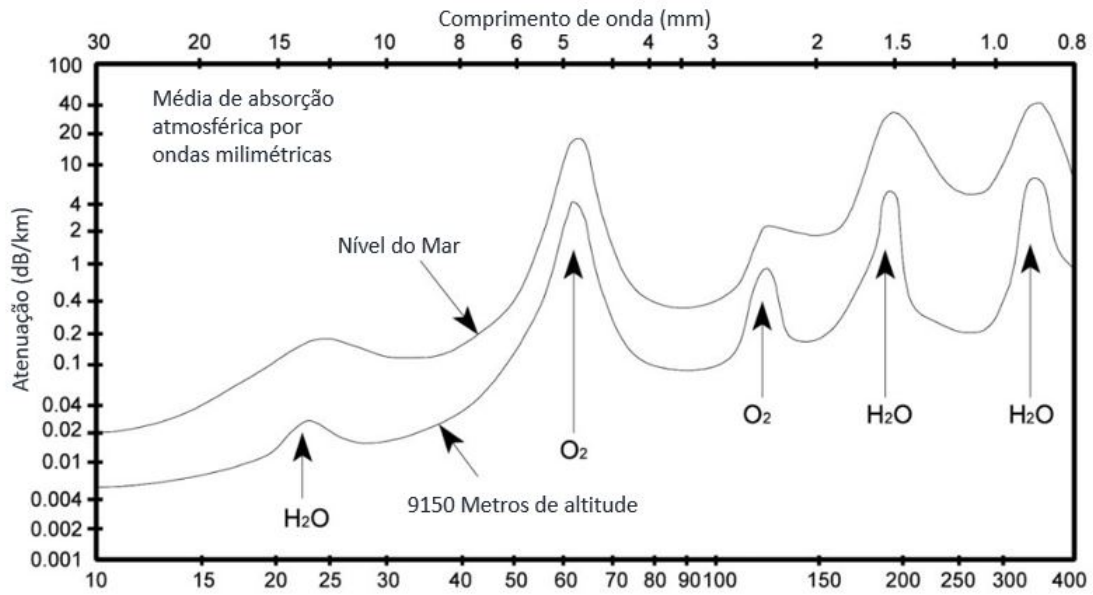


Figura 3 – Média de absorção atmosférica para frequências maiores de 10 GHz.

Fonte: Adaptado de (NENZI et al., 2012)

para essas antenas Wi-fi são muito vantajosas pois conseguem ter uma alta taxa de transferência de dados em distâncias de até 10 metros. Outra vantagem de utilizá-las é que pode se fazer o reuso de frequência sem que haja interferência, pois a distância utilizada é pequena.

1.2 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo estudar uma antena patch retangular, alimentada por cabo coaxial, e realizar uma técnica de inserção de pinos em curto na antena com intuito de obter-se um aumento em sua diretividade. A frequência usada no projeto será de 30 GHz e após colocar os pinos a frequência será deslocada para 60 GHz, ambas com aplicações no 5G. Será feito também um comparativo da antena com os pinos e sem os pinos para observar a diferença que estes introduzem na antena.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHALHO

Este trabalho está dividido em 4 capítulos. No capítulo 1 é feita uma pequena introdução sobre as redes de quinta geração, 5G, e explicado sobre a escassez do espectro de frequências para novas tecnologias. No capítulo 2 é feita uma introdução teórica sobre as antenas de microstrip, sendo mostradas as aplicações das antenas, tipos de alimentação, métodos de análises, fator de qualidade e o software utilizado nas simulações. Aqui também é feita a teoria sobre os pinos e mostrado as considerações que devem ser feitas. O capítulo 3 é referente os resultados e simulações do projeto. Aqui são reproduzidos os resultados de (ZHANG; ZHU, 2016) para a antena sem os pinos e com os pinos. Posteriormente, nesse mesmo capítulo, é feito o projeto para a antena sem os pinos e também com os pinos. Por fim o capítulo 4 traz as conclusões sobre o trabalho.

2 DESIGN DE ANTENAS PATCH RETANGULAR

Neste segundo capítulo será realizado um estudo sobre antenas patch retangulares, seus métodos de análise, métodos de alimentação, fator de qualidade Q e os cálculos iniciais do projeto. O método de alimentação utilizado no trabalho é por sonda coaxial. Será também reproduzido os resultados de (ZHANG; ZHU, 2016) para a antena sem os pinos e posteriormente projetada uma antena para 30 GHz.

2.1 ANTENAS PATCH

Atualmente antenas patch retangulares são muito utilizadas em diversas aplicações como por exemplo satélites, mísseis, aeronaves, espaçonaves e aplicações de rádios, pois possuem muitas características e dentro delas pode-se citar o baixo perfil, configuração plana, baixo custo de fabricação, são antenas leves, facilidade de instalação e possuem um tamanho reduzido (ZHANG; ZHU, 2016). Apesar de tantas vantagens, essas antenas possuem também algumas desvantagens como baixa eficiência, baixa potência, largura de banda de frequência baixa e alto Q (parâmetro relacionado a perdas relativas) (BALANIS, 2005). Para tentar melhorar essas antenas existem diversos estudos e pesquisas com intuito de melhorar o ganho de radiação ou a diretividade da antena.

Uma das técnicas utilizadas para aumentar o ganho e a diretividade da antena será explicado no capítulo 3.

2.2 TIPOS DE ALIMENTAÇÃO

Existem várias formas de se alimentar uma antena patch. Os quatro métodos mais usados são acoplamento de proximidade, acoplamento de abertura, linha de microfitas e sonda coaxial. O método escolhido para o projeto é por sonda coaxial e todos esses métodos serão explicados abaixo.

2.2.1 Acoplamento de proximidade

A alimentação por acoplamento de proximidade é formado por dois substratos sobrepostos. Uma linha de microstrip é colocada entre os dois substratos. Dentre os quatro tipos de alimentação o acoplamento por proximidade é o que possui maior largura de banda, possui baixa radiação espúria e é relativamente simples de modelar (BALANIS, 2005). A Figura 4 representa a antena com esse tipo de alimentação.

2.2.2 Acoplamento de abertura

O método por acoplamento de abertura é fácil de se modelar e possui uma radiação espúria moderada, porém, dentre os métodos, é o mais difícil de fabricar e possui uma largura de banda estreita. O método de alimentação consiste em dois substratos separados por um plano terra e na parte inferior

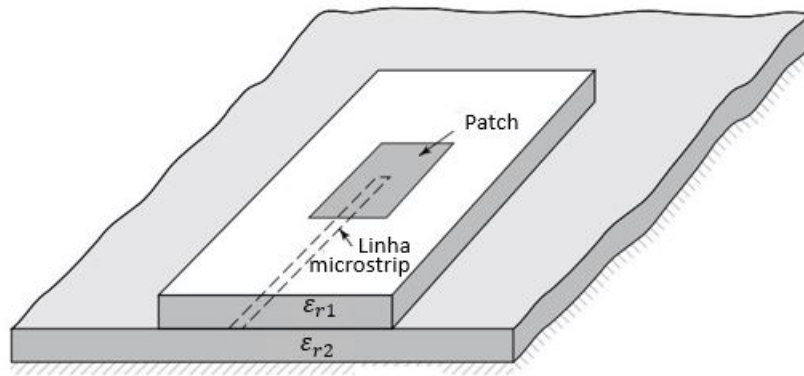


Figura 4 – Método de alimentação por acoplamento de proximidade.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005)

do substrato existe uma linha de alimentação que é acoplada no plano terra através de uma abertura no plano terra. A Figura 5 representa o método de acoplamento de abertura (BALANIS, 2005).

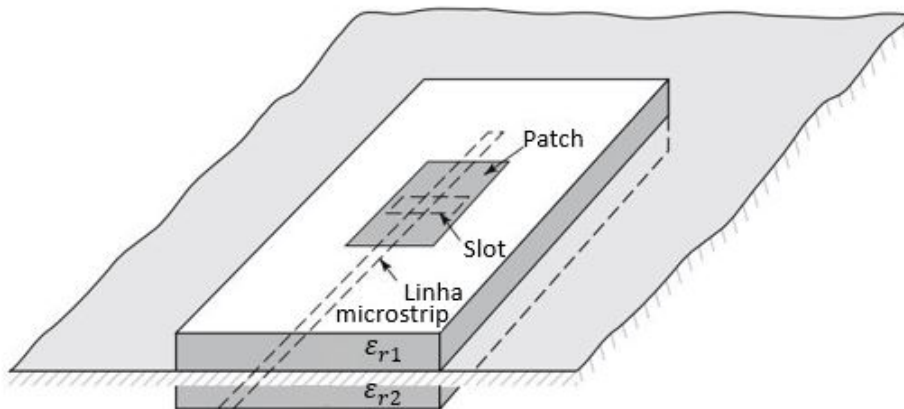


Figura 5 – Método de alimentação por acoplamento de abertura.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005)

2.2.3 Linha de microfita

A alimentação por linha de microfita é uma das mais conhecidas e utilizadas. O conceito utilizado é feito com uma linha condutora que possui uma largura muito menor que a do patch radiante. Conforme o substrato aumenta as ondas de superfície aumentam, limitando a largura de banda (BALANIS, 2005). Esse método possui um custo baixo de produção e é de fácil fabricação. O método pode ser observado na Figura 6.

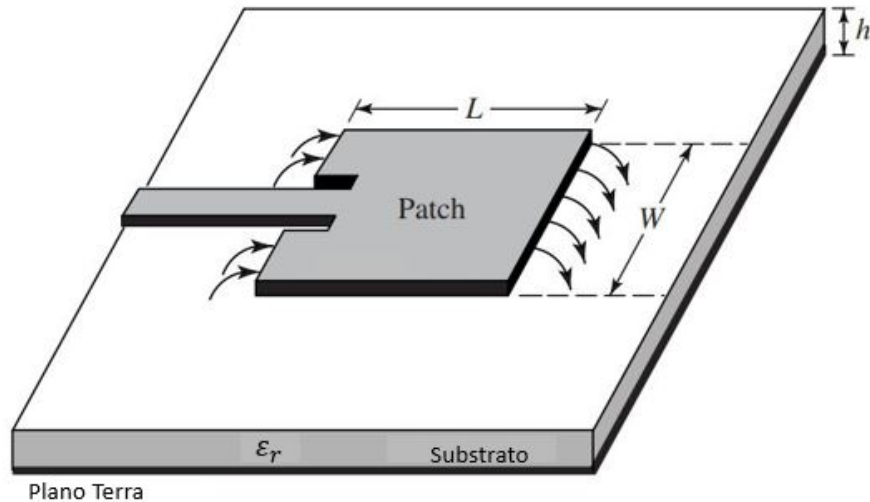


Figura 6 – Método de alimentação por linha de microstrip.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005)

2.2.4 Sonda Coaxial

O método de sonda coaxial, este que será utilizado no projeto, é feita através de um condutor interno que é conectado no patch com o condutor externo conectado a um plano terra. Esse método é bastante utilizado por ter baixo custo de fabricação e facilidade de implementação. Sua desvantagem se dá no fato de possuir uma largura de banda estreita e ter uma dificuldade de modelação para substratos que são muito espessos. O método de alimentação por sonda coaxial pode ser visto na Figura 7.

2.3 MÉTODOS DE ANÁLISE

Existem vários tipos de métodos de análises para antenas de microfita, sendo alguns mais populares e vantajosos que outros. Os métodos mais conhecidos são o de linha de transmissão, por cavidade e o de onda completa. O método de linha de transmissão e por cavidade são mais utilizados em antenas patch retangulares pois são mais precisos em substratos mais finos (BALANIS, 2005).

2.3.1 Linha de transmissão

O método de análise por linha de transmissão é o mais simples de realizar porém produz resultados menos precisos. Os patches possuem dimensões finitas e com isso acabam sofrendo um adversidade denominada efeito de franja. Efeito de franja são campos eletromagnéticos presentes nas extremidades da antena que produzem um pequeno aumento no comprimento elétrico da antena. Esse efeito pode ser reduzido caso $L/h \gg 1$, sendo L o comprimento e h a altura (BALANIS, 2005).

Para linhas de microfita grande parte do campo elétrico fica no substrato e outra pequena parte fica no ar (geralmente usa-se dois dielétricos, sendo um substrato e outro o ar). Como o campo viaja em dielétricos diferentes uma constante dielétrica efetiva ϵ_{reff} é introduzida afim de explicar os efeitos de franja e a propagação da onda na linha de microstrip e utiliza-se $W/h \gg 1$ e $\epsilon_r \gg 1$ para fazer com que o campo elétrico permaneça no substrato, sendo W a largura da linha de microstrip. Outro

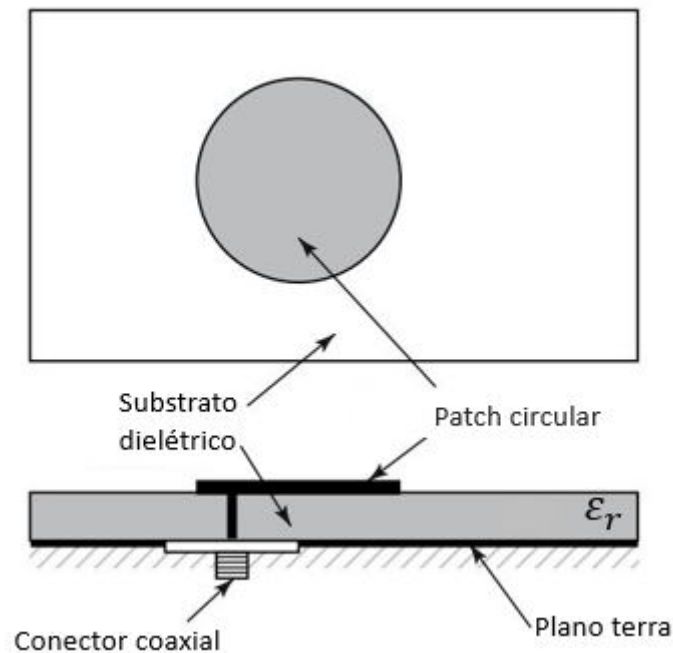


Figura 7 – Método de alimentação por sonda coaxial.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005)

ponto a observar é que aumentando a frequência de operação as linhas do campo elétrico acabam se concentrando no substrato. A Figura 8 ilustra o ϵ_{reff} .

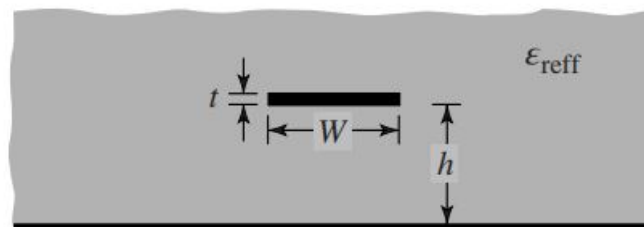


Figura 8 – Localização da constante dielétrica efetiva, ϵ_{reff} .

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005)

A constante dielétrica efetiva sofre variações conforme muda-se o valor da frequência. Em frequências baixas seu valor é constante e para níveis de frequência intermediária a constante dielétrica efetiva aproxima-se dos valores da constante dielétrica do substrato. O cálculo de ϵ_{reff} para valores baixos é dado por:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \left[1 + 12 \frac{h}{W}\right] \cdot 10^{-1/2}. \quad (2.1)$$

O efeito de franja, como mencionado anteriormente, causa um efeito que o patch da antena aparenta ser maior que suas dimensões físicas. Esse aumento no comprimento é o ΔL e é representado por

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\varepsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)}. \quad (2.2)$$

Como o patch teve um aumento de ΔL o comprimento efetivo L_{eff} é

$$L_{eff} = L + 2\Delta L. \quad (2.3)$$

A partir da equação 2.3 é possível encontrar a frequência de ressonância para o modo dominante TM_{010} que é representada por

$$(fr)_{010} = \frac{1}{2L(\sqrt{\varepsilon_r})(\sqrt{\varepsilon_0\mu_0})} = \frac{v_0}{2L(\sqrt{\varepsilon_r})}, \quad (2.4)$$

com v_0 a velocidade da luz no espaço livre.

A equação 2.4 não considera o efeito da franja. Como esse efeito está presente no patch, a frequência torna-se

$$f_{rc} = \frac{1}{2L_{ef}(\sqrt{\varepsilon_{ef}})(\sqrt{\varepsilon_0\mu_0})} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)(\sqrt{\varepsilon_{ef}})} = q \frac{1}{2L(\sqrt{\varepsilon_r})(\sqrt{\varepsilon_0\mu_0})} = q \frac{v_0}{2L(\sqrt{\varepsilon_R})}, \quad (2.5)$$

e, partir da equação 2.5

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}}. \quad (2.6)$$

O fator q refere-se ao fator de redução do comprimento (fator de franja).

A largura do patch, W , é calculado a partir da equação 2.7 e o comprimento do patch, L , é calculado a partir da equação 2.8.

$$W = \frac{1}{2f_r(\sqrt{\mu_0\varepsilon_0})} \sqrt{\frac{2}{(\varepsilon_r) + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{(\varepsilon_r) + 1}}, \quad (2.7)$$

$$L = \frac{1}{2f_r(\sqrt{\varepsilon_{reff}})(\sqrt{\mu_0\varepsilon_0})} = 2\Delta L. \quad (2.8)$$

De acordo com (BALANIS, 2005) cada fenda radiante é representada por uma admitância visto na equação 2.9

$$Y_1 = G_1 + jB_1, \quad (2.9)$$

sendo G a condutância e B a suscetibilidade. Como o patch possui um comprimento finito W o valor da condutância e suscetibilidade pode ser encontradas através da equação 2.10 e 2.11

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2\right] \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}, \quad (2.10)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0h)] \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}, \quad (2.11)$$

Para uma melhor visualização, a Figura 9 representa um patch retangular e seu modelo de transmissão equivalente em forma de circuito.

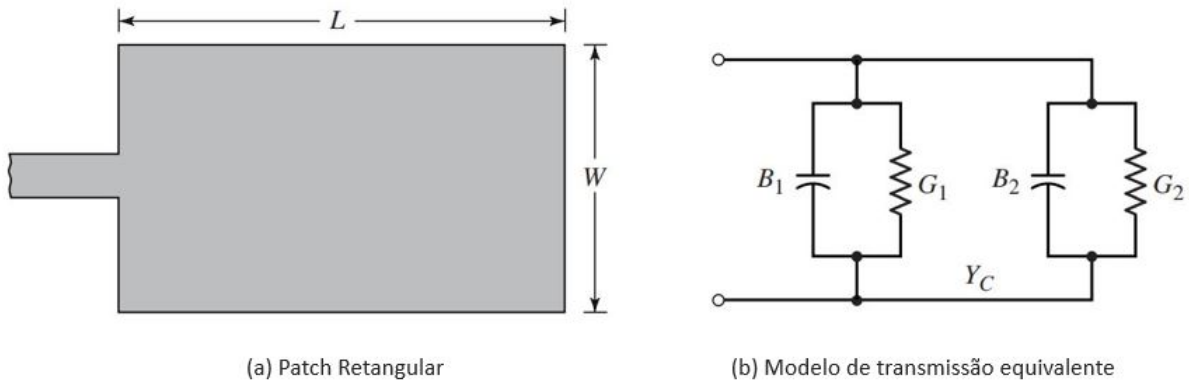


Figura 9 – Patch retangular e seu modelo de linha de transmissão equivalente.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005)

Além da equação 2.10 a condutância pode ser encontrada por

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} = \frac{I_1}{120\pi^2}, \quad (2.12)$$

com P_{rad}

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\text{sen}(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta)}{\cos \theta} \right]^2 \text{sen}^3 \theta d\theta, \quad (2.13)$$

e o valor da corrente I_1 é

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\text{sen}(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta)}{\cos \theta} \right]^2 \text{sen}^3 \theta d\theta = -2 + \cos X + X S_i(X) + \frac{\text{sen}X}{X}, \quad (2.14)$$

sendo X

$$X = k_0 W. \quad (2.15)$$

Os slots da antena devem ter uma distância de $\lambda/2$, com λ o comprimento da onda. Como mencionado anteriormente o efeito franja da impressão do patch possuir um tamanho um pouco maior e com isso a separação dos slots é, teoricamente, um pouco menor que $\lambda/2$. Considerando que os slots são iguais a admitância de entrada é encontrada com a admitância do slot 2 sendo totalmente transferida para a entrada e, então, a admitância de entrada Y_{in} é dado por

$$Y_{in} = 2G_1. \quad (2.16)$$

Considerando que a admitância de entrada é real, a impedância de entrada Z_{in} é

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1}. \quad (2.17)$$

Para a resistência ressonante de entrada, R_{in} é necessário considerar os efeitos de ranhura (BALANIS, 2005) e a nova resistência é dada por

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}, \quad (2.18)$$

e G_{12} é

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta. \quad (2.19)$$

sendo J_0 é uma função de Bessel de primeira ordem.

2.3.2 Método da cavidade

O método da cavidade funciona a partir do momento que a microstrip é energizada. Nesse momento na parte de cima e na parte de baixo do patch surge uma distribuição de carga, como visto na Figura 10.

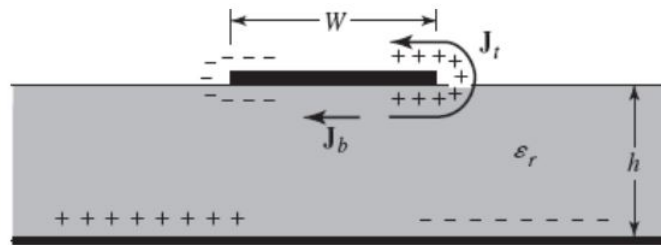


Figura 10 – Distribuição de carga e de corrente no patch.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005)

A distribuição de carga que surge pode ser controlado por um método repulsivo ou atrativo, sendo este último o mais usado pois a relação altura/largura é muito pequena. O método repulsivo trabalha na parte inferior do patch e leva as cargas da parte inferior para a parte superior do patch, criando densidades de corrente J_b e J_c . O método atrativo trabalha com as cargas opostas que ficam no lado de baixo do patch, próximo ao plano terra, mantendo a concentração das cargas na parte inferior. Uma pequena parcela da corrente vai pelas bordas até a parte superior do patch porém conforme aumenta-se a razão altura/largura essa corrente que vai para o topo do patch tende a zero (BALANIS, 2005).

Uma aproximação, aplicada ao método da cavidade, é considerar as paredes laterais magnéticas perfeitamente condutoras. Essa aproximação produz energia elétrica normalizada e as distribuições de campo magnético concentram-se abaixo do patch. Além disso, quando menor o valor usado de ϵ_r no substrato maior será o efeito de franja produzindo uma radiação menos eficiente.

Uma tangente de perdas efetivas δ_{eff} deve ser introduzida na antena para levar em conta a radiação da antena representando a perda da cavidade fazendo a cavidade tornar-se uma antena tornando o fator de qualidade recíproco $\delta_{eff} = 1/Q$ (BALANIS, 2005).

A microfita possui uma espessura muito pequena e com isso as ondas geradas dentro do substrato dielétrico sofrem várias reflexões quando chegam na borda do patch, incidindo apenas uma pequena parte da energia deixando a antena com um baixo desempenho. Como a altura no substrato é muito pequena, comparada ao comprimento de onda no interior do dielétrico, as variações do campo em

relação a altura são consideradas constantes. Outro ponto a ser observado é que devido a altura do substrato ser pequena, os efeitos de franja nas bordas do patch também são pequenos e, por isso, apenas configurações de campo (modo) TM^x serão usadas na cavidade.

2.3.2.1 Configuração de Campo

A configuração de campo (modo) TM^x utiliza potencial vetorial como análise. A antena a ser analisada possui formato retangular e a área abaixo do patch possui uma constante dielétrica ϵ_r . O potencial vetorial deve satisfazer a equação 2.20 referente a equação de onda homogênea.

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0, \quad (2.20)$$

onde

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)], \quad (2.21)$$

k_x , k_y e k_z representam os números da onda nas direções x, y e z, respectivamente. Esses valores dependem das condições de contorno aplicadas e os campos elétricos e magnéticos relacionados a A_x ficam

$$E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x, \quad (2.22)$$

$$H_x = 0, \quad (2.23)$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y}, \quad (2.24)$$

$$H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z}, \quad (2.25)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z}, \quad (2.26)$$

$$H_z = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y}. \quad (2.27)$$

As equações 2.24, 2.25 e 2.27 estão sujeitas as seguintes condições de contorno

$$E_y(x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = E_y(x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0, \quad (2.28)$$

$$H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = 0) = H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = W) = 0, \quad (2.29)$$

$$H_z(0 \leq x' \leq h, y' = 0, 0 \leq z' \leq W) = H_z(0 \leq x' \leq h, y' = L, 0 \leq z' \leq W) = 0, \quad (2.30)$$

as coordenadas x' , y' e z' são usadas como campo dentro da cavidade. Usando a equação 2.28 pode-se mostrar que $B_1 = 0$ e

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.31)$$

Aplicando a equação 2.29 é possível mostrar que $B_3 = 0$ e

$$k_z = \frac{p\pi}{W}, p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.32)$$

Aplicando a equação 2.30 é possível mostrar que $B_2 = 0$ e

$$k_y = \frac{n\pi}{L}, n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.33)$$

Os valores de m , p e n são os números das variações de meio ciclo nas direções x , y e z , respectivamente. A partir desses cálculos consegue-se obter o vetor A_x dentro da cavidade

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z'). \quad (2.34)$$

Os valores das ondas k_x , k_y e k_z estão sujeitas a uma equação de restrição mostrada a seguir

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon, \quad (2.35)$$

e, então, a frequência de ressonância na cavidade é

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2}. \quad (2.36)$$

Substituindo a equação 2.34 nas equações 2.22, 2.23, 2.24, 2.25, 2.26 e 2.27 tem-se

$$E_x = -j \frac{(k^2 - k_x^2)}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z'), \quad (2.37)$$

$$H_x = 0, \quad (2.38)$$

$$E_y = -j \frac{(k_x k_y)}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z'), \quad (2.39)$$

$$H_y = -\frac{k_z}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z'), \quad (2.40)$$

$$E_z = -j \frac{(k_x k_z)}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z'), \quad (2.41)$$

$$H_z = -\frac{k_y}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z'). \quad (2.42)$$

É necessário achar o modo dominante com a frequência mais baixa. Para isso coloca-se as frequências em ordem crescente. A modo que tiver a frequência de ressonância de ordem menor é chamada de modo dominante. As antenas de microstrip possuem $h \ll L$ e se $L > W > h$, o modo com frequência de ressonância mais baixo, modo dominante, é o TM^x_{010} e este é representado por

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (2.43)$$

Se $L > W > L/2 > h$ A próxima frequência ressonante é a de modo TM^x_{001} , é dada por

$$(f_r)_{001} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v_0}{2W\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (2.44)$$

E, se caso $L > L/2 > W > h$, o modo será o TM^x_{020} e a frequência de ressonância é

$$(f_r)_{020} = \frac{1}{L\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v_0}{L\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (2.45)$$

Os modos que são usados dependem do tamanho de W , L e h . A Figura 11 mostra os modos na antena patch retangular e suas respectivas distribuições de campo.

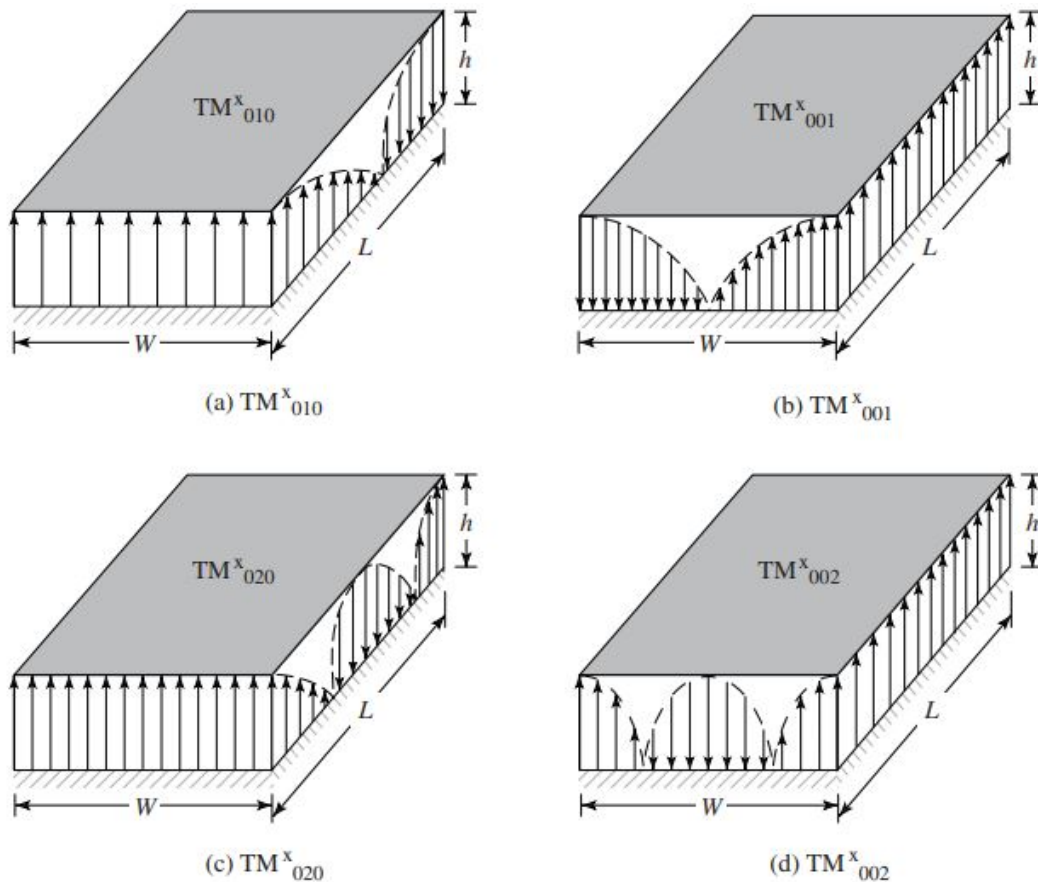


Figura 11 – Modos nas antenas e suas respectivas distribuições de campo.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005)

2.4 FATOR DE QUALIDADE, LARGURA DE BANDA E EFICIÊNCIA

As antenas possuem três fatores que acabam se correlacionando e não é possível melhorar cada um de forma independente, sendo eles o fator de qualidade, largura de banda e a eficiência da antena. Em muitos casos um desses fatores acaba sendo otimizado enquanto outro deles acaba sendo reduzido e toda essa otimização/redução depende do tipo de aplicação que a antena vai ser usada (BALANIS, 2005). O fator de qualidade representa as perdas da antenas e é mostrado na equação 2.46

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}}, \quad (2.46)$$

com Q_t o fator de qualidade total, Q_{rad} o fator de qualidade devido as perdas de radiação, Q_c o fator de qualidade devido as perdas de condução, Q_d o fator de qualidade devido as perdas dielétricas e Q_{sw} o fator de qualidade devido as ondas de superfície.

As perdas da antena devido as ondas de superfície para substratos finos podem ser desprezadas, porém para substratos maiores essas perdas devem ser consideradas. Quando a condição $h \ll \lambda_0$ é satisfeita os fatores de qualidade individuais são calculados através das equações 2.47, 2.48 e 2.49

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma}, \quad (2.47)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta}, \quad (2.48)$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega \varepsilon_r K}{h \frac{G_t}{l}}, \quad (2.49)$$

com $\tan \delta$ a tangente de perdas, σ a condutividade dos condutores, G_t/l a condutância total por unidade de comprimento (BALANIS, 2005) e K

$$K = \frac{\iint_{area} |E|^2 dA}{\oint_{perimeter} |E|^2 dl}. \quad (2.50)$$

Com o modo de operação dominante TM^x_{010} e uma abertura retangular

$$K = \frac{L}{4}, \quad (2.51)$$

$$G_t/l = \frac{G_{rad}}{W}. \quad (2.52)$$

2.5 DIRETIVIDADE ANTENA

De acordo com (BALANIS, 2005) a diretividade de uma antena é definida como a razão da intensidade de radiação em uma determinada direção da antena para a intensidade de radiação média em todas as direções e é representada pela equação

$$D_0 = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}}. \quad (2.53)$$

Pode acontecer de a direção da diretividade não for especificada e isso implica numa direção máxima de radiação dada por

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}, \quad (2.54)$$

onde D é a diretividade, D_0 é a diretividade máxima, U é a intensidade de radiação, U_{max} é a intensidade de radiação máxima, U_0 é a intensidade de radiação da fonte isotrópica e P_{rad} é a potência total.

A diretividade para uma antena de microfita na direção da máxima irradiação depende das dimensões da antena e seu valor fica entre 7 dB e 8 dB. Existem aplicações que necessitam de maiores taxas de transmissão e, para isso, pode-se usar antenas mais diretas. Um método de aumentar a diretividade de uma antena é introduzir pinos em curto. Essa técnica será melhor explicada no capítulo 3.

2.6 AUMENTO DA DIRETIVIDADE USANDO VIAS EM CURTO

Sabe-se que o ganho de uma antena é proporcional ao tamanho do patch e, como consequência, limitando a ressonância da antena. Ao projetar uma antena e já tendo o tamanho do substrato e a largura do patch, o comprimento pode ser moldado para obter-se um uma diretividade adequada. (SCHAUBERT et al., 1981) mostrou que ao introduzir pinos no substrato da antena, dentro do tamanho do patch, estes podem elevar a frequência de ressonância da antena por um fator de 1 a 1,5. A medida que os pinos são deslocados do centro em direção a borda do patch o campo abaixo do patch fica cada vez mais perturbado e, então, ocorre um aumento na frequência de ressonância. Deve-se atentar que ao colocar os pinos longe do centro do patch é preferível que sejam colocados em pares simétricos, evitando a introdução de sinais de polarização cruzada (SCHAUBERT et al., 1981). Essa técnica de pinos em curto já foi usada algumas aplicações como antenas ágeis de polarização e antenas sintonizáveis.

A proposta da antena com os pinos pode ser vista na Figura 12, onde D é a distância entre os pinos, E_1 e E_2 são os campos elétricos dos slots e M_{s1} e M_{s2} as densidades de correntes. (SCHAUBERT et al., 1981) mostra que a antena da Figura 12 pode ser expressa como uma linha de transmissão, vista na Figura 13, onde L_p representa as indutâncias acrescentadas pelas colunas dos pinos, G_{rad} as condutâncias e ΔL o aumento do comprimento devido ao efeito de franjeamento.

A indutância de um único pino, L_p , é dada por

$$L_{p0} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[h \ln \left(\frac{h + \sqrt{h^2 + R^2}}{R} \right) - \sqrt{h^2 + R^2} + \frac{h}{4} + R \right], \quad (2.55)$$

onde h é a altura dos pinos e μ_0 indica a permeabilidade no vácuo. Considerando que o acoplamento dos pinos é desprezível

$$L_p = \frac{L_{p0}}{N}. \quad (2.56)$$

Para uma antena patch quadrada com $W = L$, como proposta em (ZHANG; ZHU, 2016), as dimensões da antena podem ser calculadas pelas equações 2.1, 2.2 e 2.3.

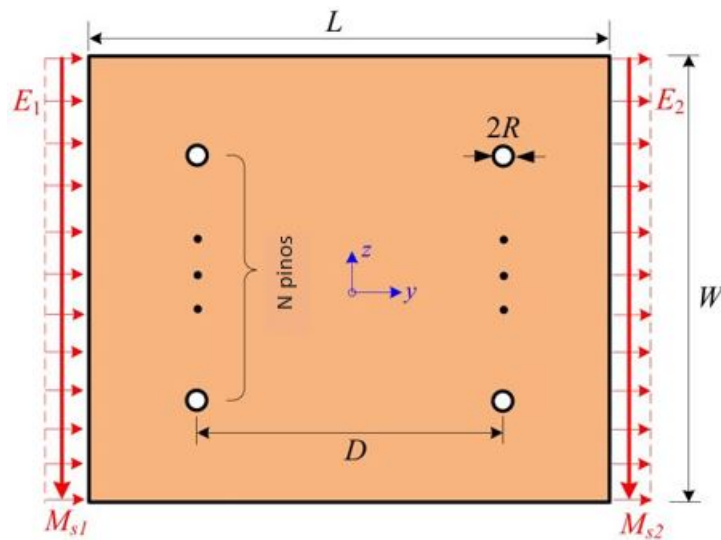


Figura 12 – Antena a ser estudada com os pinos.

Fonte: Adaptado de (ZHANG; ZHU, 2016).

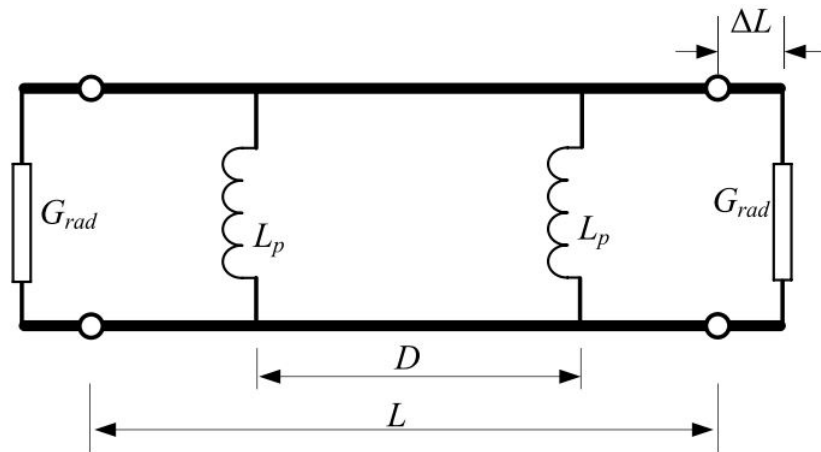


Figura 13 – Linha de transmissão da antena patch proposta na figura Figura 12.

Fonte: Adaptado de (ZHANG; ZHU, 2016).

A diretividade total da antena patch é dada por

$$D_t = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \left(\frac{2\pi W}{\lambda}\right)^2 \frac{\pi}{I_2}. \quad (2.57)$$

Como dito anteriormente os pinos na antena provocam um aumento na diretividade. A diretividade de uma antena sem pinos pode ser expressa por uma relação mostrada na equação 2.58 e ao introduzir os pinos a diretividade altera a relação, como visto na equação 2.59.

$$D_{t0} = F\left(\frac{W}{L}, \frac{h}{\lambda_0}, \varepsilon_r\right), \quad (2.58)$$

$$D_t = F'\left(\frac{f_r}{f_0}, \frac{W}{L}, \frac{h}{\lambda_0}, \varepsilon_r\right). \quad (2.59)$$

A partir da equação 2.59 é possível concluir que a diretividade de uma antena com os pinos é principalmente afetada pela relação f_r/f_0 , pela permissividade do substrato e também pela relação

W/L . A espessura do substrato tem pouco efeito sobre a diretividade do patch eletricamente fino.

3 RESULTADOS

Neste capítulo será mostrado os resultados das antenas. As antenas a serem mostradas são as reproduções dos resultados de (ZHANG; ZHU, 2016) e posteriormente a antena projetada para 30 GHz e 60 GHz.

3.1 REPRODUÇÃO DOS RESULTADOS - PARTE 1

A primeira parte da simulação da antena consistiu em reproduzir os resultados obtidos em (ZHANG; ZHU, 2016), para a antena sem os pinos. A antena projetada é uma antena patch quadrada e a alimentação utilizada foi por sonda coaxial. A vista isométrica da antena é mostrada na Figura 14 e a vista superior da antena é mostrada na Figura 15.

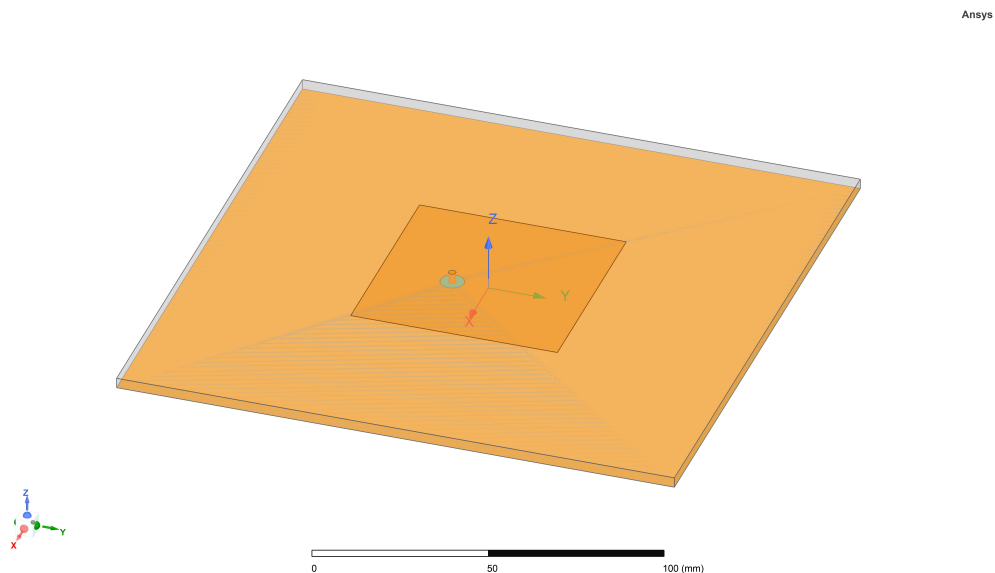


Figura 14 – Vista isométrica da antena.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A antena em questão é uma antena com patch quadrado, ou seja $W = L$ e $W_d = L_d$. As medidas usadas no projeto foram $W = L = 63$ mm, $W_d = L_d = 170$ mm e altura do substrato 3,175 mm. O material usado no substrato foi o Rogers RT/duroid 5880 (tm) com permissividade relativa de 2,2. A espessura do ground e do patch com 2,8 μ m e o modo de análise usado é o TM_{01} .

Simulando a antena é possível analisar alguns importantes parâmetros. O primeiro parâmetro analisado é o S_{11} , representado na Figura 16. Esse parâmetro indica o coeficiente de reflexão da antena com uma frequência de 1,52 GHz em -38,34 dB. Além disso a banda de transmissão é obtida a partir de -10 dB e, nesse caso, está entre 1,51 GHz e 1,53 GHz.

A Figura 17 mostra a impedância de entrada da antena sem os pinos. Aqui é possível observar que a antena está funcionando corretamente, com a impedância em 50 Ω próxima da frequência central de 1,52 GHz.

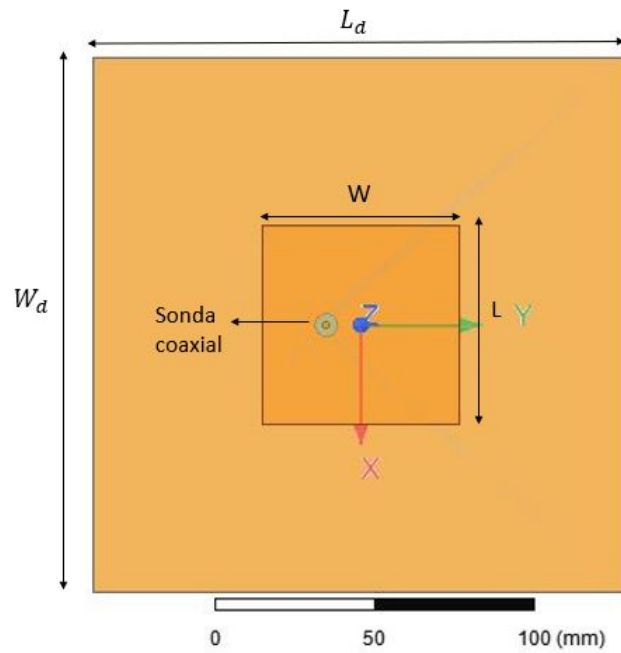


Figura 15 – Vista do topo da antena.

Fonte: Elaborado pelo autor.

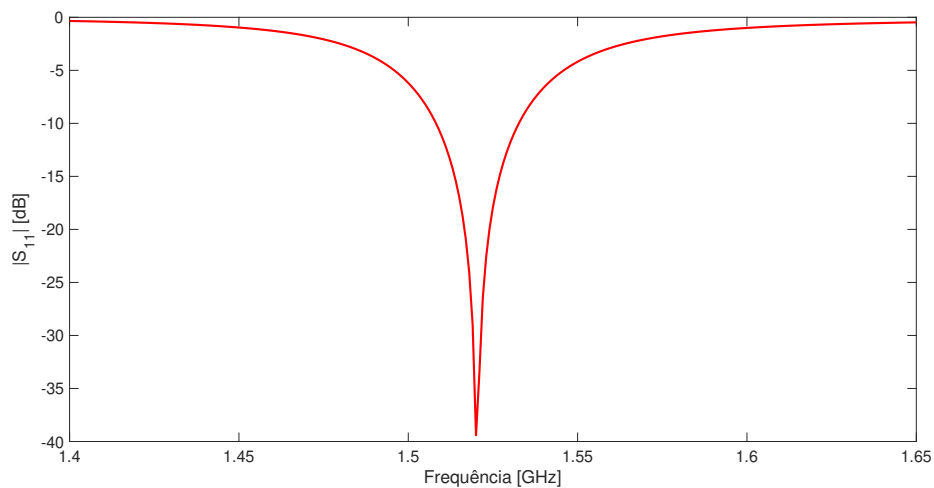


Figura 16 – Parâmetro S_{11} da antena de 1,52 GHz.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A diretividade da antena pode ser vista na Figura 18 atingindo 8,05 dBi. Em (ZHANG; ZHU, 2016) a antena alcançou 8,1 dBi na diretividade, apresentando uma pequena diferença de 0,05 dBi.

A partir da Figura 14 também é possível determinar a direção do campo E e H da antena. O campo E está na direção de y e sobre o plano yz da antena. O plano H é perpendicular ao plano E e está na direção de x, presente no plano xz.

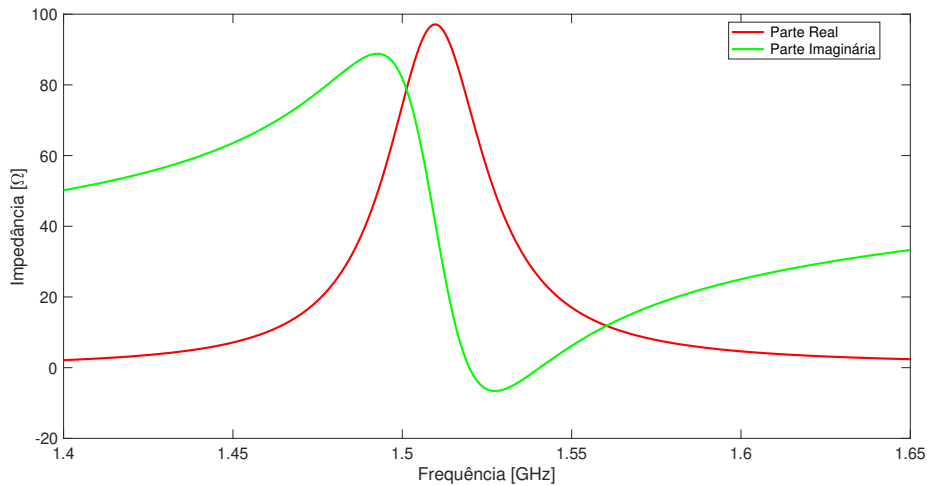


Figura 17 – Parâmetro Z_{11} antena de 1,52 GHz.

Fonte: Elaborado pelo autor.

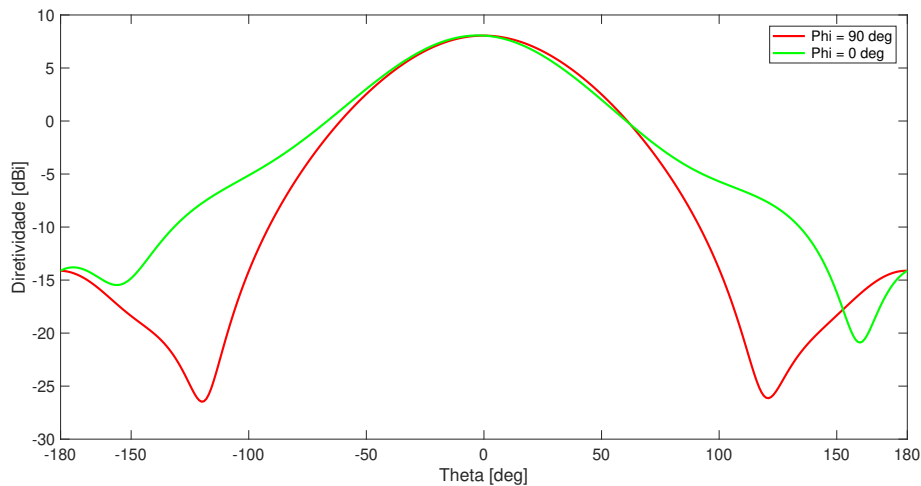


Figura 18 – Diretividade da antena de 1,52 GHz.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2 REPRODUÇÃO DOS RESULTADOS - PARTE 2

Como dito anteriormente alguns parâmetros afetam a diretividade. Na Figura 19 é possível ver o efeito que f_r/f_0 causa na diretividade da antena para diferentes valores na relação de W/L . Em (ZHANG; ZHU, 2016) foi utilizada uma relação de $f_r/f_0 = 2$ indicando que a frequência de ressonância da antena é elevada para valores superiores, praticamente dobrando o valor da frequência, sem alterar nenhum variável de comprimento, largura ou altura do substrato. Esse efeito pode ser comprovado ao comparar a antena sem pinos e com pinos. A frequência central da antena sem os pinos é de 1,52 GHz e com os pinos passa a ser de 2,93 GHz. Com essa mesma linha de raciocínio ao introduzir pinos na antena de 30 GHz, mostrada na seção 2.7.2, a frequência de ressonância será deslocada para valores próximos de 60 GHz.

Outra importante análise a ser feita é sobre D/W , ou seja, a relação entre a distância dos pinos e o comprimento do patch. Na Figura 20 é possível ver o efeito que a relação D/W tem na diretividade

para diferentes permissividades relativas. Em todos os casos a maior diretividade teórica foi atingida com $D/W = 0,71$.

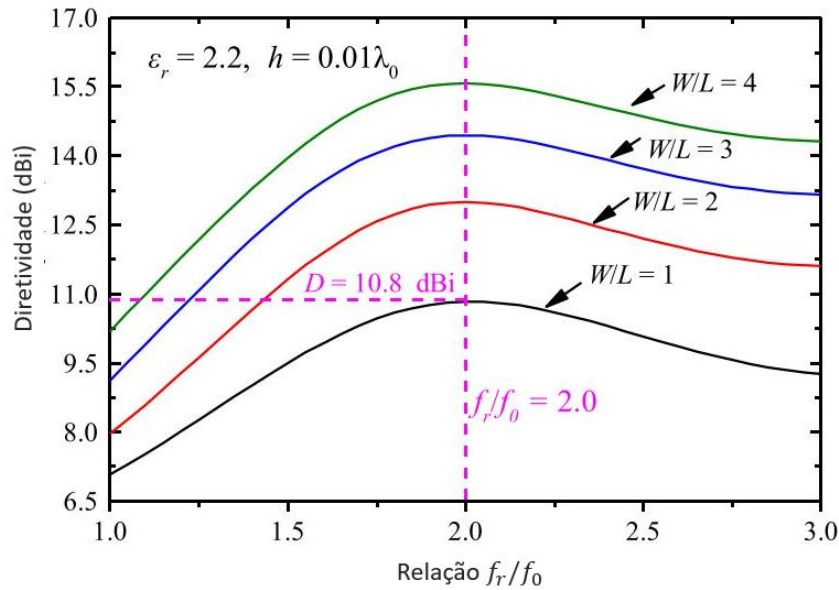


Figura 19 – Gráfico Diretividade x f_r/f_0 .

Fonte: Adaptado de (ZHANG; ZHU, 2016).

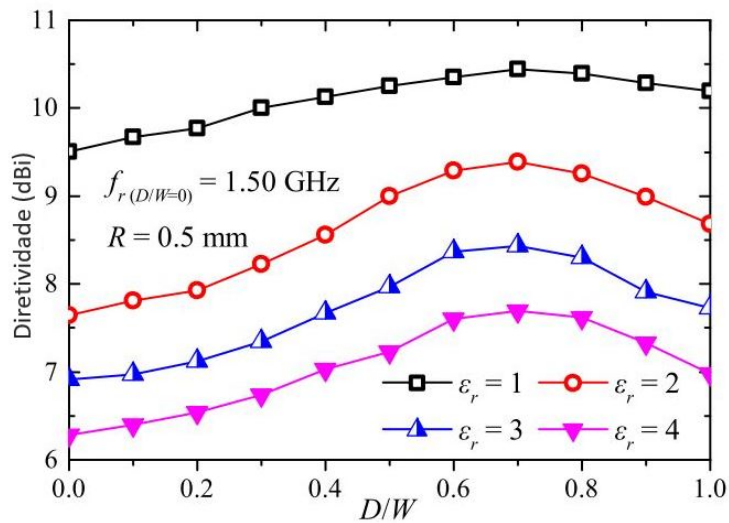


Figura 20 – Gráfico Diretividade x D/W .

Fonte: Adaptado de (ZHANG; ZHU, 2016).

A partir das análises feita a antena com os pinos pode ser vista na Figura 21. As medidas usadas na antena são as mesmas usadas na seção 2.7.1. Os pinos na antena possuem um raio de 4 mm e a distância D entre os pinos são de 37,8 mm. A sonda coaxial foi posicionada com uma distância de 18 mm da borda do patch. Simulando a antena é possível analisar o coeficiente de reflexão da antena, visto na Figura 22, com frequência de ressonância de 2,90 GHz em -27,82 dB. A banda de transmissão da antena está entre 2,87 GHz e 2,93 GHz. O parâmetro Z_{11} , ou impedância de entrada da antena,

pode ser visto na Figura 23 com a parte real aproximando-se de 50Ω na frequência de 2,9 GHz e com a parte imaginária cruzando o zero quando chega na mesma frequência.

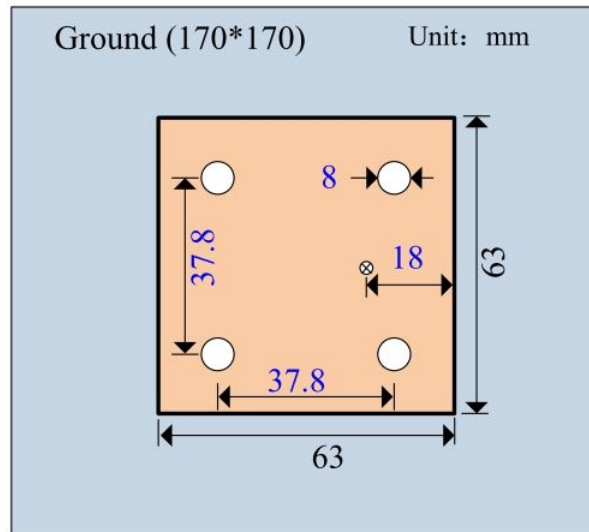


Figura 21 – Vista superior da antena com os pinos.

Fonte: Adaptado de (ZHANG; ZHU, 2016).

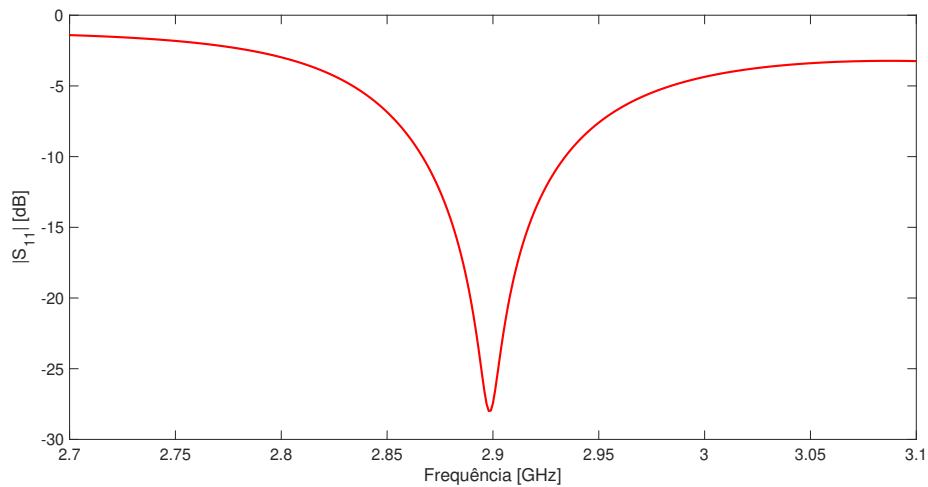


Figura 22 – Parâmetro S11 da antena de 2,90 GHz.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A diretividade da antena, Figura 24, possui um valor de 10,53 dBi. Em (ZHANG; ZHU, 2016) a diretividade para essa antena foi de 11,0 dBi, com uma pequena diferença de 0,47 dBi. Essa diferença pode ser explicada por diferentes tipos de simulação e também pela sonda coaxial com medidas diferentes.

3.3 PROJETO ANTENA - SEM PINOS

Como mencionado no capítulo 1 o espectro de frequências está escasso, sendo um problema para desenvolvimento de novas tecnologias. Uma solução para esse problema é desenvolver tecnologias

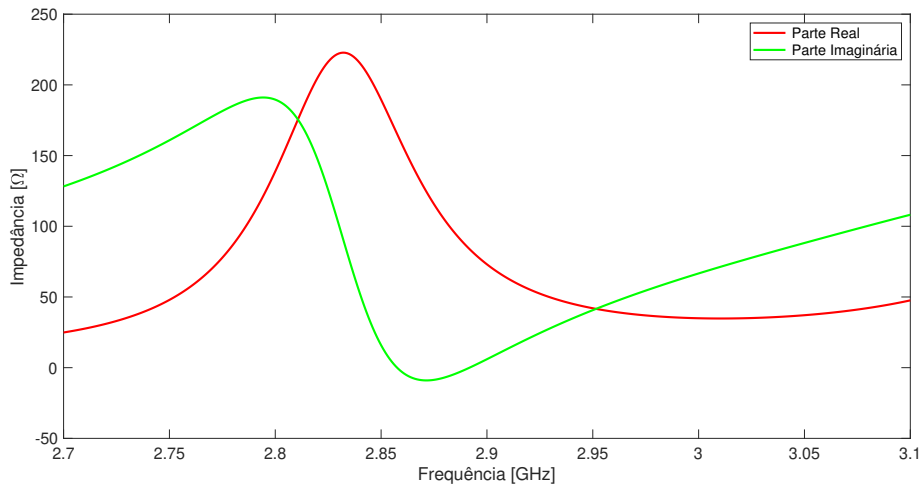


Figura 23 – Parâmetro Z_{11} da antena de 2,90 GHz.

Fonte: Elaborado pelo autor.

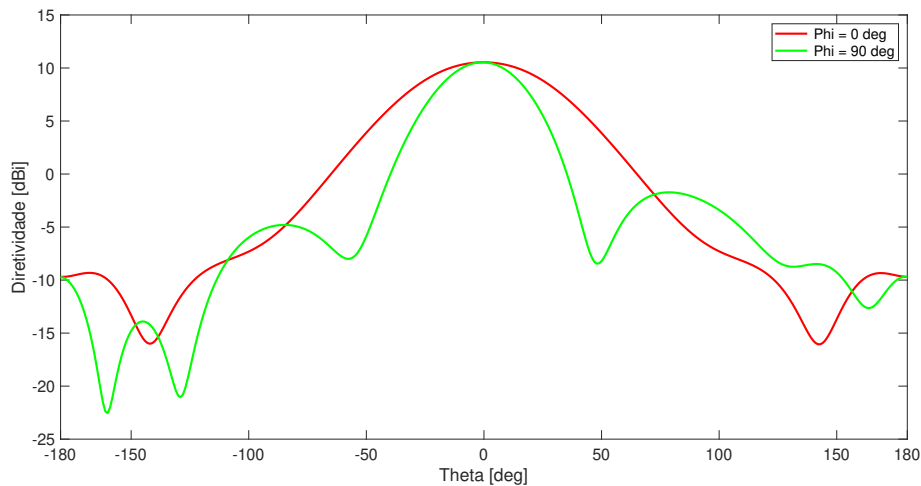


Figura 24 – Diretividade da antena de 2,90 GHz.

Fonte: Elaborado pelo autor.

para operar em faixas de frequências altas. Para isso será projetada uma antena patch retangular para operar na faixa de frequência de 30 GHz, encaixando-se nas ondas milimétricas. O projeto usará o mesmo conceito mostrado em (ZHANG; ZHU, 2016), sendo então uma antena patch quadrada, com $W/L = 1$.

Essa frequência foi escolhida pois ao introduzir os pinos na antena estes levam a frequência para valores superiores aumentando a diretividade da antena e, com isso, a frequência será teoricamente elevada para 60 GHz. Os detalhes do pinos serão explicados no capítulo 3. Outra questão para a faixa de frequência de 30 GHz é que existem muitas aplicações para o 5G. Como exemplo de uso alguns países como Estados Unidos, Coreia do Sul e Japão sinalizaram que tem interesse em usar essa faixa especificamente para o 5G.

O projeto da antena possui um tamanho bastante reduzido, se comparada a antena da seção 2.7.1. A antena é a mesma mostrada na Figura 14, mudando apenas os valores. As medidas usadas para esse projeto foram $W = L = 2.81$ mm, $W_d = L_d = 7.58$ mm e altura do substrato 50 μ m. O material

usado no substrato foi o Rogers RO3003 (tm) com permissividade relativa de 3 e tangente dielétrica de perdas de 0,0013. A espessura do ground e do patch com 3 μm .

Inicialmente no projeto não foram usadas as medidas citadas anteriormente. Para início foram usados valores calculados teoricamente, mas estes não apresentavam resultados bons. Então foram feitas várias parametrizações, utilizando a ferramenta *optimetrics* do HFSS, para chegar a valores adequados. Os valores encontrados divergem pouco para os calculados teoricamente.

Após as parametrizações foi possível obter o coeficiente de reflexão, o parâmetro S_{11} , visto na Figura 25. Este importante parâmetro na análise de uma antena está com frequência central de 30,17 GHz em -22,9 dB. A banda de transmissão da antena está entre 30,03 GHz e 30,31 GHz, determinada a partir de -10 dB. Outro parâmetro a ser analisado é o Z_{11} , ou a impedância de entrada, visto na Figura 26. Com esse parâmetro é possível ver que a parte real, ao aproximar de 30,17 GHz, aproxima-se de 50 Ω e a parte imaginária, ao aproximar de 30,17 GHz, cruza o zero, indicando que a antena está funcionando adequadamente.

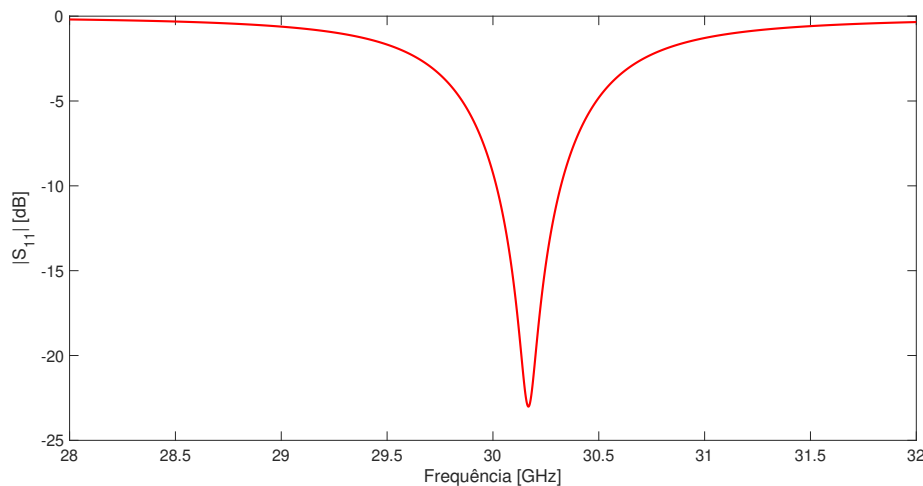


Figura 25 – Parâmetro S_{11} da projetada sem os pinos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 27 representa a diretividade da antena, com um valor de 7,73 dBi.

Uma outra importante análise a ser feita é sobre o modo de operação da antena. Na Figura 28 pode-se ver que a antena está operando sob o modo TM_{10} . Foram escolhido três momentos distintos para a análise, com 60°, 80° e 100°, respectivamente.

3.4 PROJETO ANTENA - COM PINOS

Nesta seção do foram colocados os pinos na antena apresentada na seção 2.7.2. Inicialmente os pinos na antena foram colocados com raio de 0,05 mm e a uma distância D de 1,40 mm entre eles. Os resultados obtidos com tais configurações não apresentaram um bom resultado, com o parâmetro S_{11} e a diretividade da antena ficando com resultados fora do esperado. Com o intuito de melhorar a performance da antena foram feitas parametrizações utilizando a ferramenta *Optimetrics* do HFSS. A primeira parametrização feita foi na posição dos pinos no patch. Nesse caso duas variáveis foram utilizadas, o x_1 representando a posição dos pinos no eixo X e x_2 representando a posição dos pinos

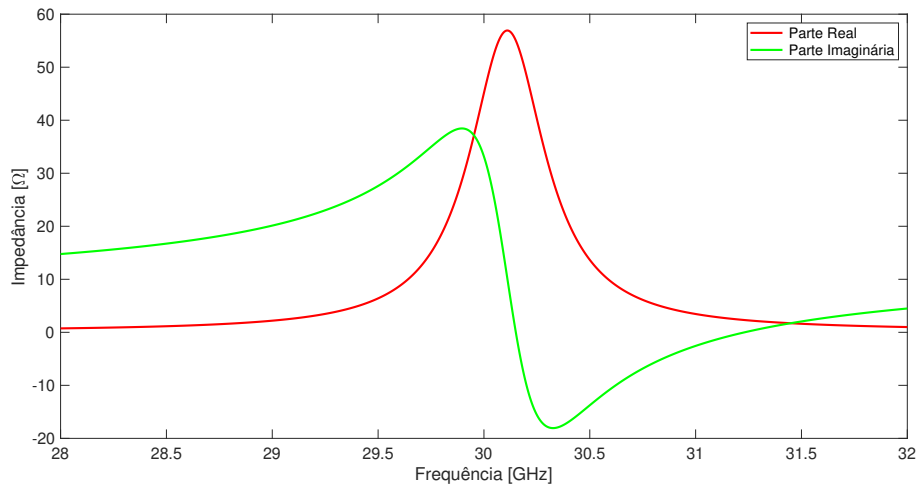


Figura 26 – Parâmetro Z_{11} da antena projetada sem os pinos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

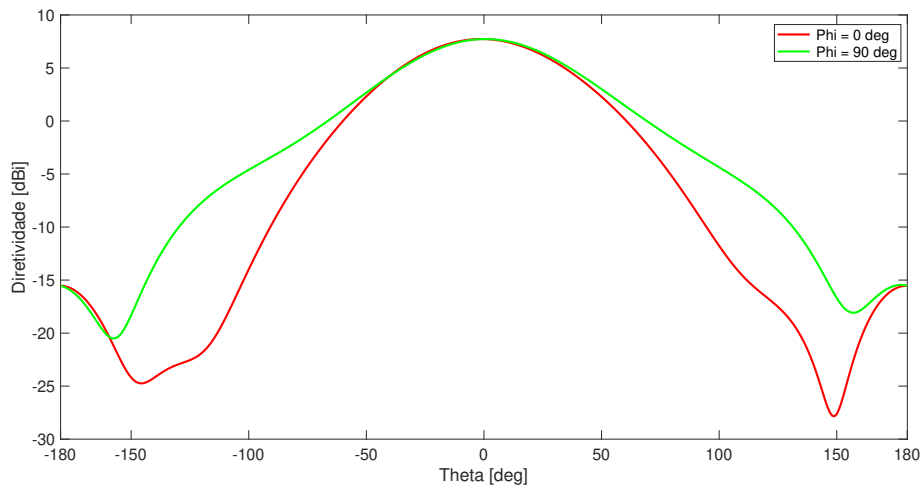


Figura 27 – Diretividade da antena projetada sem os pinos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

no eixo Y. A parametrização da posição dos pinos pode de ser vista na Figura 29, com a melhor configuração com $x_1 = 1,3$ e $x_2 = 1,7$.

A próxima variável a ser verificada é o raio dos pinos. A Figura 30 representa os valores obtidos. A melhor configuração encontrada foi com os raio dos pinos com 0,2 mm. Aqui é possível constatar que quanto maior o raio dos pinos melhor fica o parâmetro S_{11} e a diretividade, para a antena projetada.

Após as parametrizações a antena com os pinos é mostrada na Figura 31. O raio utilizado nos pinos é de 0,2 mm, e a distância dos pinos no eixo X é de 1,82 mm e no eixo Y de 2,38 mm ($x_1 = 1.3$ e $x_2 = 1.7$). O ponto de alimentação foi colocado a uma distância de 0,14 mm da borda do patch na direção do eixo Y e de 0,84 mm da borda do patch na direção do eixo X.

Simulando a antena da Figura 31 foi obtido o parâmetro S_{11} observado na Figura 32. O coeficiente de reflexão da antena está em 59,70 GHz em -28,15 dB. A banda de transmissão está entre 59,53 GHz e 59,86 GHz. Um outro importante parâmetro a ser analisado é o Z_{11} , ou a impedância de entrada da antena. Na Figura 33 é possível verificar que a frequência encontrada anteriormente de 59,70 GHz está

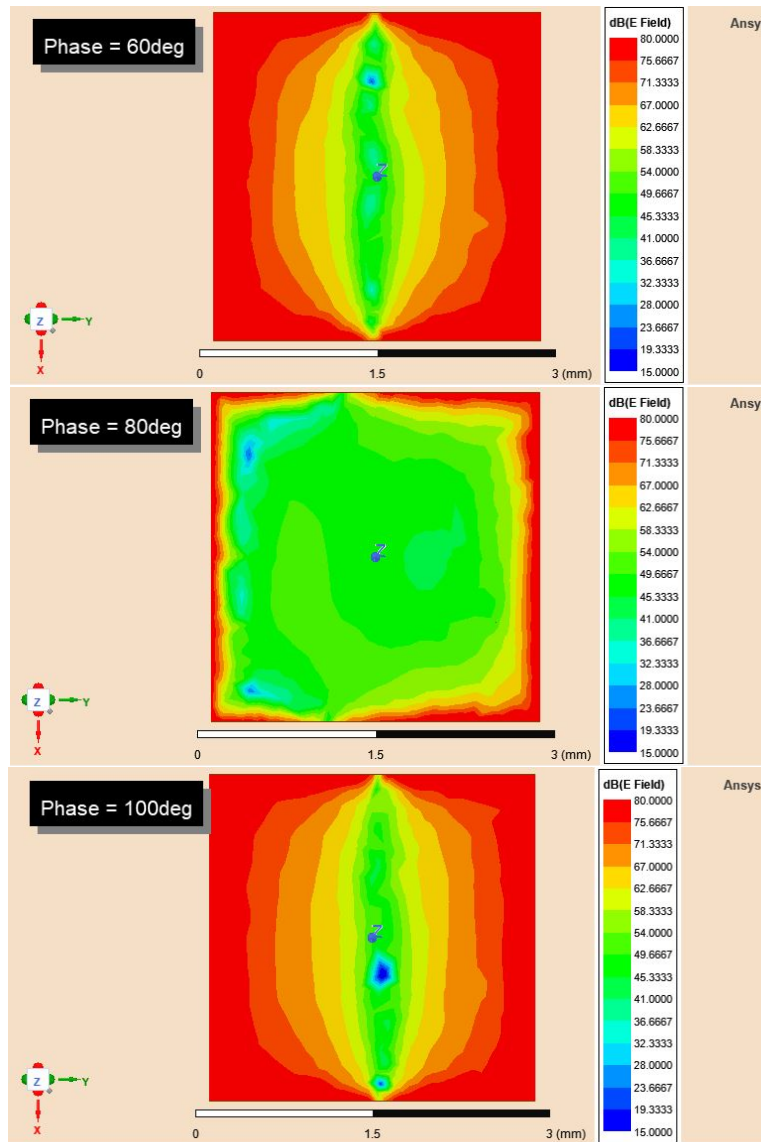


Figura 28 – Distribuição de campo em fase da antena projetada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

coincidindo com 50Ω de impedância de entrada para a curva real e a parte imaginária passa por zero quando chega na frequência central de 59,70 GHz.

A diretividade da antena, vista na Figura 34, está em 10,51 dBi representando um aumento de 2,78 dBi comparado com a antena sem os pinos da seção 2.7.2.

Para ver o efeito que os pinos causam na antena a Figura 35 representa a distribuição em fase do campo para 0° , 130° e 150° . Aqui fica evidente que os pinos causam uma perturbação no campo da antena, sendo esse o motivo do aumento da diretividade.

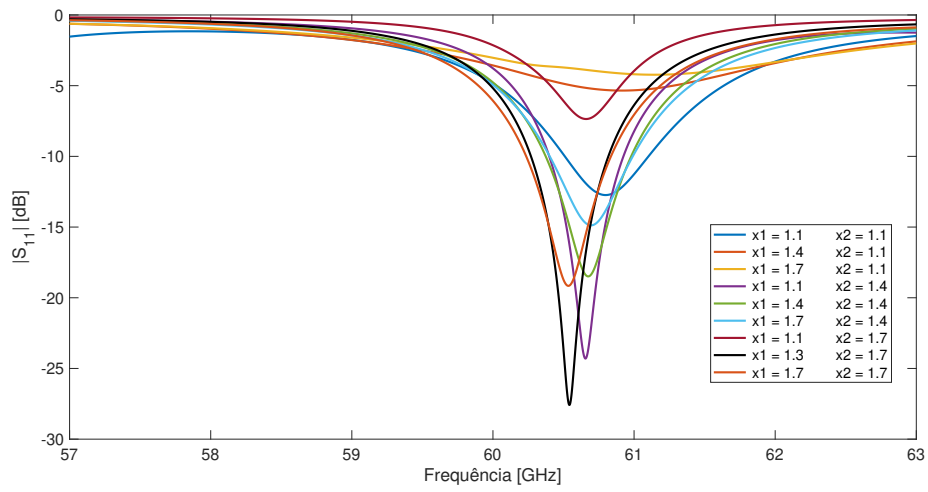


Figura 29 – Parametrização posição dos pinos para a antena projetada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

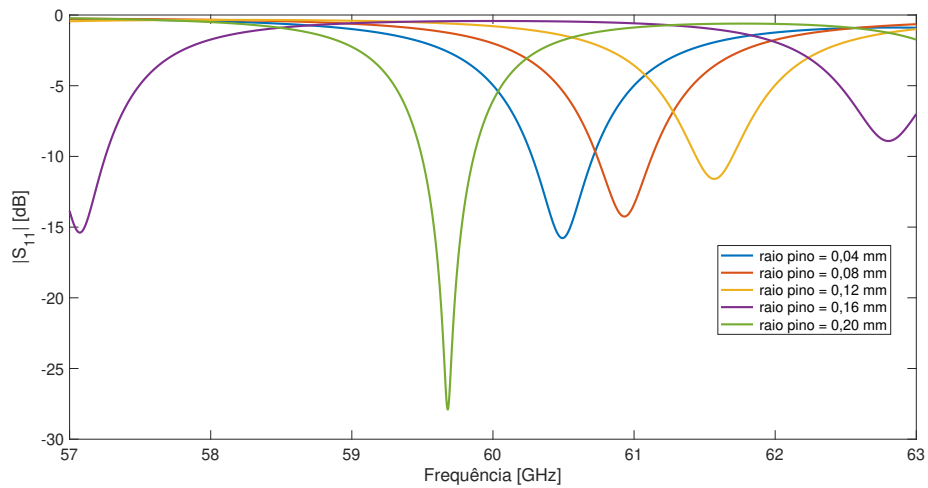


Figura 30 – Parametrização raio dos pinos para a antena projetada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

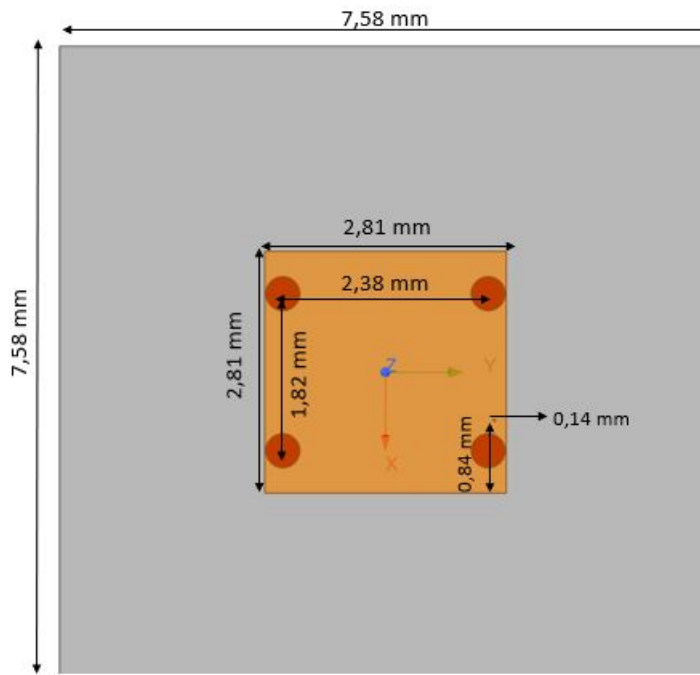


Figura 31 – Vista superior da antena projetada com os pinos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

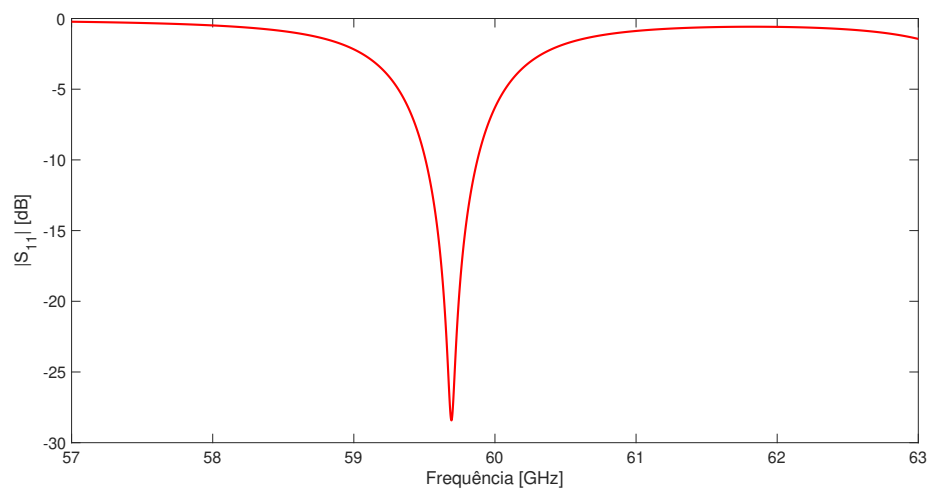


Figura 32 – Parâmetro S_{11} da antena projetada com os pinos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

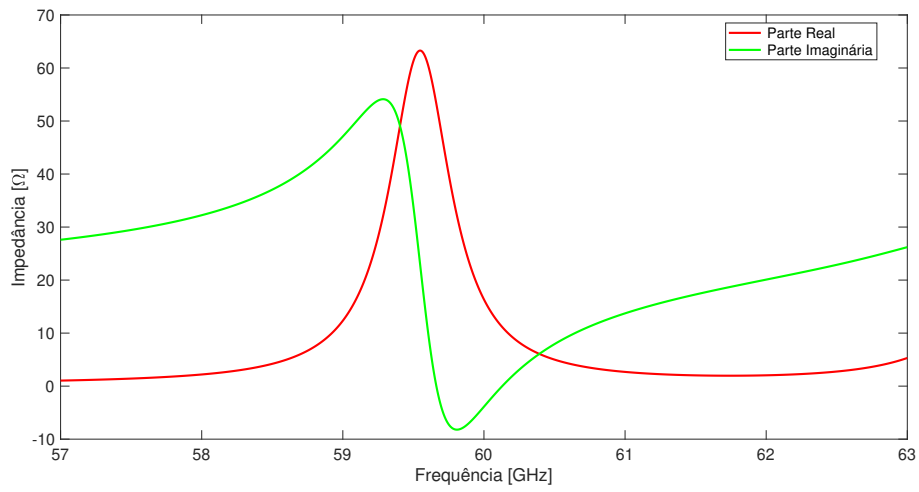


Figura 33 – Parâmetro Z_{11} da antena projetada com os pinos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

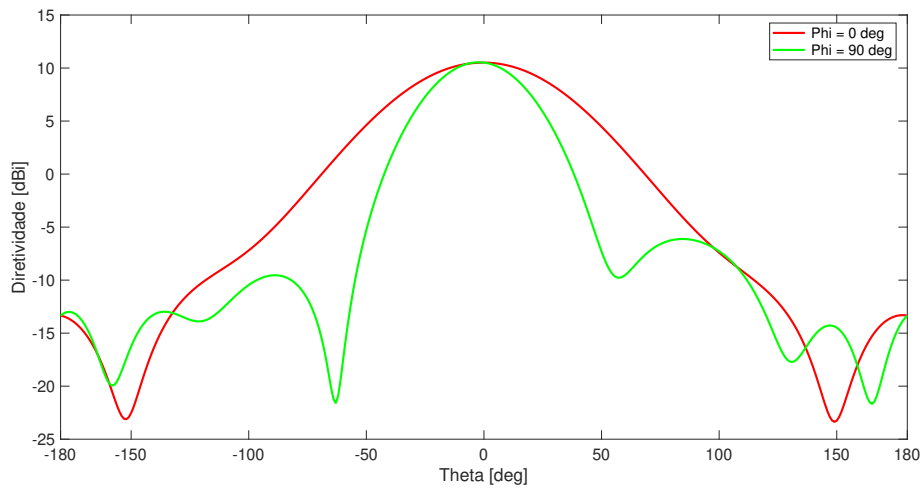


Figura 34 – Diretividade da antena projetada com os pinos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

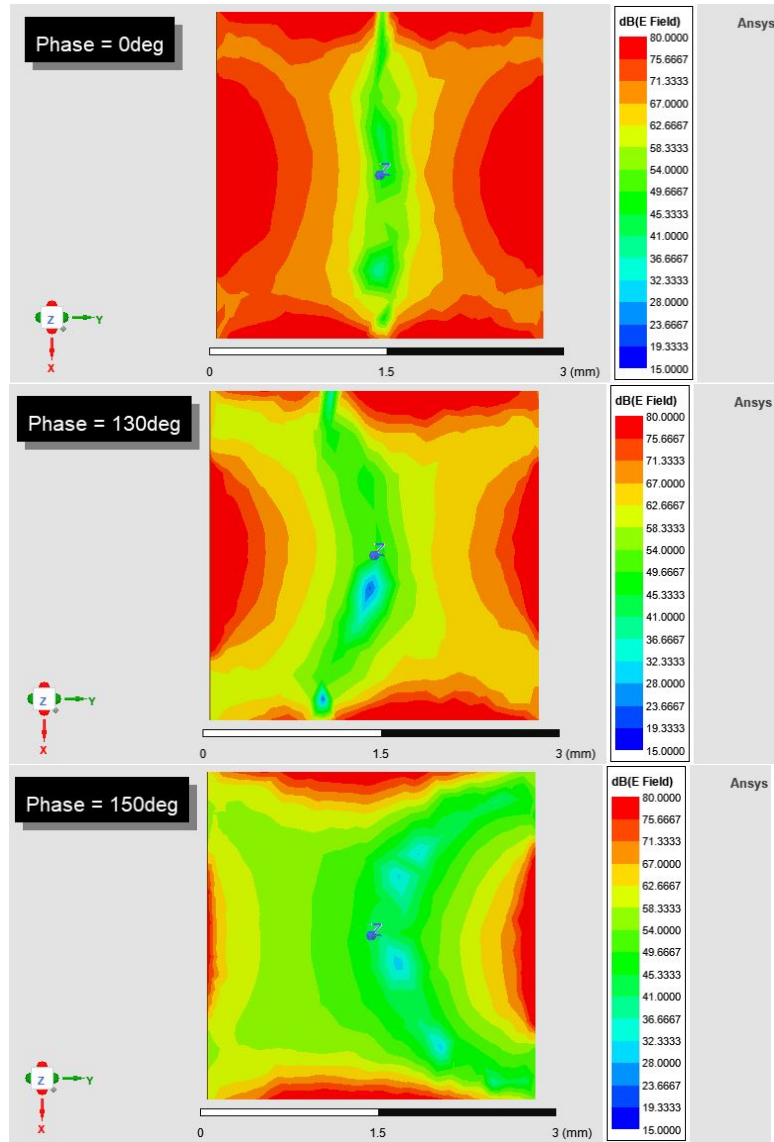


Figura 35 – Distribuição de campo em fase da antena projetada com os pinos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4 CONCLUSÕES

O espectro de frequência está escasso devido ao uso de várias aplicações diferentes. Com o surgimento de novas tecnologias, como o 5G, novas frequências devem ser exploradas e essas variam de 30 GHz até 100 GHz, as chamadas ondas milimétricas. Com o uso de frequências altas o sinal sofre grandes atenuações não conseguindo alcançar longas distâncias. Para tais aplicações é necessário que as antenas de microstrip sejam mais diretivas. Com isso esse trabalho faz uma revisão de antenas de microstrip e posteriormente é feito um projeto de antena para uma frequência de 30 GHz. Com a ideia de aumentar a diretividade da antena foram introduzidos pinos em curto com intuito de verificar o efeito que estes produzem na diretividade da antena.

A antena projetada possui um tamanho bastante pequeno com o $W = L = 2,81$ mm, $W_d = L_d = 7,58$ mm e altura do substrato com 50 μ m. O material do substrato usado foi o Rogers RO3003 (tm) com permissividade relativa 3 e altura tangente de perdas dielétricas de 0,0013. Após as simulações foram introduzidos pinos na antena e estes com raio de 0,2 mm. Ao colocar os pinos a frequência foi deslocada para valores superiores de 60 GHz. A diretividade da antena sem os pinos foi de 7,73 dBi e com os pinos de 10,51 dBi, apresentando uma diferença de 2,78 dBi. Essa diferença encontrada é bastante significativa, pois, como citado anteriormente, para frequências tão altas é necessário de antenas mais diretivas. Para saber se a antena estava funcionando corretamente foram analisados alguns parâmetros como o coeficiente de reflexão S_{11} , a impedância de entrada Z_{11} , a diretividade da antena e também a distribuição de campo em fase.

Os resultados encontrados no projeto apresentam um valor próximo ao teórico e também dos resultados reproduzidos. No artigo usado como inspiração para o desenvolvimento desse projeto a antena sem os pinos, com frequência de 1,52 GHz, possui uma diretividade de 8,1 dBi e a antena com os pinos, com frequência de 2,93 GHz, possui diretividade de 11 dBi, apresentando um aumento de 2,9 dBi.

Após as análises é possível concluir que com uma simples técnica de inserção de pinos na antena consegue-se aumentar o desempenho da antena.

REFERÊNCIAS

- BALANIS, C. **Antenna Theory: Analysis and Design**. John Wiley & Sons, 2005. (Jeff borrow list). ISBN 9780471667827. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=agWwQgAACAAJ>>.
- DIGITAL, R. S. O. **Afinal, o 5G representa algum risco à saúde?** 2020. <<https://olhardigital.com.br/2020/08/21/noticias/afinal-o-5g-representa-algum-risco-a-saude-veja-o-que-diz-a-ciencia/>>.
- EDUCACAO, M. **Rede 5G**. <<https://mundoeducacao.uol.com.br/informatica/rede-5g.htm#:~:text=Estima%2Dse%20que%20o%205G,podendo%20alcan%C3%A7ar%20at%C3%A9%2010%20Gbps.>>
- MOBILE data traffic outlook. 2013. <<https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/mobility-report/dataforecasts/mobile-traffic-forecast#:~:text=Continued%20strong%20smartphone%20adoption%20and,to%20grow%20to%2060%20percent.>>
- NENZI, P. et al. 60 ghz tapered-helix antenna for wpan applications. In: IEEE. **2012 IEEE 62nd Electronic Components and Technology Conference**. [S.l.], 2012. p. 2042–2047.
- SCHAUBERT, D. et al. Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 29, n. 1, p. 118–123, 1981.
- TODAY, C. **3GPP declares the official completion of 5G NR Release**. 2022. <https://www.communicationstoday.co.in/__trashed-11/>.
- ZHANG, X.; ZHU, L. Gain-enhanced patch antennas with loading of shorting pins. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 64, n. 8, p. 3310–3318, 2016.