

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

FELIPE DE CASTRO GERALDO

Antenas de Microlinha Multibanda

São João da Boa Vista

2018

Felipe de Castro Geraldo

Antenas de Microlinha Multibanda

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia 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 de Telecomunicações .

Orientador: Prof^o Dr. Rafael Abrantes Penchel

São João da Boa Vista

2018

Geraldo, Felipe de Castro

Antenas de microlinha multibanda / Felipe de Castro Geraldo. -- São João da Boa Vista, 2018.
56 p. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso – Câmpus Experimental de São João da Boa Vista – Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Heracles Morais de Lima

Bibliografia

1. Antenas de microondas 2. Microstrip 3. Telecomunicações

CDD 23. ed. – 621.382

Ficha catalográfica elaborada pela [Biblioteca-BJB](#)

Bibliotecário responsável: João Pedro Alves Cardoso – CRB-8/9717

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CÂMPUS EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Antenas de Microlinha Multibanda

Aluno: Felipe de Castro Geraldo

Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

- Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel
- Prof. Dr. Daniel Orquiza de Carvalho
- Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 05/2018)

São João da Boa Vista, 08 de fevereiro de 2018

DADOS CURRICULARES

FELIPE DE CASTRO GERALDO

NASCIMENTO 29/01/1993 - Poços de Caldas / MG

FILIAÇÃO Reinaldo Geraldo Filho
Vanuza Paiva de Castro Geraldo

2013 / 2017 Graduação em Engenharia de Telecomuni-
cações
UNESP-SJBV

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer, em primeiro lugar, a Deus, pela força e coragem que me deu durante toda esta longa caminhada, a minha família que sempre me apoiou durante os 5 anos de formação.

Ao meu orientador Rafael Abrantes Penchel, que me auxiliou durante todo o desenvolvimento do trabalho.

Ao meu orientador de Iniciação Científica Juliano Antônio de Oliveira, que me ajudou a adquirir conhecimento sobre o método científico e a conhecer mais sobre o que pesquisa envolve, além dos relatórios e prazos de entrega.

A equipe de suporte técnico da ESSS, em especial o Juliano Fujioka Mologni, que me ajudou durante o desenvolvimento da antena.

Por fim quero agradecer aos meus colegas de graduação que me ajudaram a superar as dificuldades do curso.

*“Eu faço da dificuldade a minha motivação. A volta por cima, vem na continuação.”
(Charlie Brown Jr)*

RESUMO

Os sistemas de comunicações sem fio modernos, passam por uma fase de grande crescimento e inovação com o desenvolvimento de novas tecnologias. Atualmente, as antenas de microfita têm sido muito demandadas pelo mercado em função, sobretudo, do baixo custo de fabricação e da capacidade de operar em todo espectro de micro-ondas, além de poder agregar frequências diferentes em apenas uma antena. Neste trabalho apresenta-se um estudo sobre as antenas de microfita com enfoque nas geometrias com um *patch* retangular. Na primeira etapa foi projetado e analisado um modelo para frequência de operação em 2.4GHz, usando o Método de Elementos Finitos (FEM — *Finite Element Method*) disponível no software de simulação ANSYS HFSS. A segunda etapa do estudo teve como tema central as antenas multibanda, onde foi projetada uma antena *patch* retangular com alimentação por linha de *microstrip* para operar em multibanda (1.8, 2.4 e 5.2 GHz). Para tal, foi utilizado uma fenda em formato de U em seu *patch* condutor. A antena proposta foi simulada, analisada e otimizada através do HFSS, por meio de diversas análises paramétricas. Com essas análises foi possível observar o comportamento das frequências de ressonância, coeficiente de reflexão, diagrama de radiação, impedância de entrada, em função das dimensões do *patch* ou a dimensão da fenda inserida. Finalmente, os resultados teóricos (métodos aproximados) simulados (ANSYS HFSS) são apresentados, demonstrando boa concordância com os objetivos buscados na fase de projeto e também outros similares apresentados na literatura.

PALAVRAS-CHAVE: Multibanda. Antena. Retangular. *microstrip*. *Patch*. ANSYS. HFSS.

ABSTRACT

Modern wireless communications systems are going through a period of great growth and innovation that is because the development of new technologies. Nowadays, microstrip antennas are being demanded by the market due to the manufacturing low cost and the ability to operate across the whole microwave spectrum, besides the ability of multiband operation. In this work we present a study of the microstrip antennas in particular about those with a rectangular patch. The first antenna model was designed and analyzed for a 2.4GHz operating frequency using the Finite Element Method (FEM) in the ANSYS HFSS simulation software. The second stage of the study was focused around multiband antennas, where a rectangular microstrip antenna should be designed to operate in multiband (1.8, 2.4 and 5.2 GHz). That is why a U-shaped slot was used in its conductive patch. The proposed antenna model was designed, analyzed and finally optimized through the HFSS software, by means of several parametric analysis. With these analysis it was possible to observe the behavior of the resonance frequencies, reflection coefficient, radiation pattern, input impedance, which were dependent on the dimensions of the patch and the size of the inserted slot. At last, simulated theoretical results (ANSYS HFSS) are presented, demonstrating good agreement with the objectives sought in the design phase and showing similar ones that are presented in the literature.

KEYWORDS: Multiband. Antenna. Rectangular. Microstrip. Patch. ANSYS. HFSS.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Motivação	11
1.2	Revisão Bibliográfica	12
1.3	Objetivos	15
1.4	Organização do trabalho	15
2	ANTENAS DE MICROLINHA	16
2.1	Métodos de Alimentação	17
2.1.1	Alimentação por linha de microstrip	17
2.1.2	Alimentação por cabo coaxial (ponta de prova)	18
2.1.3	Alimentação por acoplamento por abertura	18
2.1.4	Alimentação por acoplamento por proximidade	19
2.2	Métodos de Análise	19
2.2.1	Método de Cavidade: <i>Patch</i> Retangular	19
2.2.2	Modelo de Linha de Transmissão: <i>Patch</i> Retangular	25
2.3	Diretividade e Ganho	25
2.4	Largura de Banda	27
2.5	Exemplo de projeto de uma antena <i>patch</i> retangular	27
2.5.1	Cofeciente de Reflexão	30
2.5.2	Diagrama de Radiação 2D e 3D	30
2.5.3	Impedância	31
3	ANTENAS MULTIBANDA	33
3.1	Introdução	33
3.2	Procedimentos para se obter antenas multibanda	33
3.2.1	Dupla frequência de operação com os mesmos planos de polarização	35
3.2.2	Dupla frequência de operação com planos de polarização ortogonais:	40
3.3	Antena de Microlinha Multibanda com fenda em U	44
3.3.1	Coficiente de Reflexão	45
3.3.2	Impedância	45
3.3.3	Diagrama de Radiação 2D	46
3.3.4	Diagrama de Radiação 3D	47
3.3.5	Conector SMA	49
3.3.6	Otimizando o tamanho da antena	50
4	CONCLUSÃO	53

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

As antenas *patch* foram idealizadas por G. Deschamps em 1953 e apresentadas pela primeira vez durante o III Simpósio das Forças Aéreas dos Estados Unidos sobre antenas, a primeira documentação patenteada que se tem notícia data-se de 1955, na França (DESCHAMPS, 1953). Nos anos 70, na época da Guerra Fria as antenas *patch* por terem um tamanho pequeno, possuírem baixo custo, peso e serem compatíveis com superfícies planares e não planares foram utilizadas em aeronaves, satélites, mísseis (BALANIS, 2005). Após os anos 70, estas antenas conquistaram seu espaço e passaram a ser utilizadas cada vez mais em sistemas de telecomunicações.

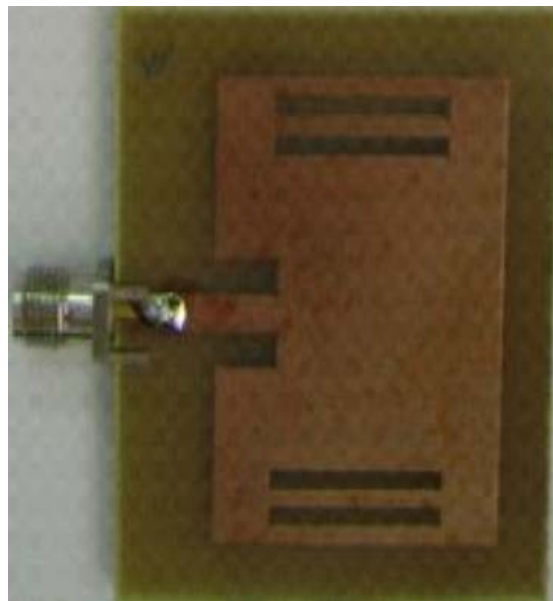
As principais vantagens desta classe de antenas são: a facilidade de confecção e baixo custo de fabricação, facilitando a sua produção em larga escala, além do fato de que as antenas microlinha são facilmente adaptáveis em estruturas aerodinâmicas. As principais desvantagens desta antena são: possuir uma banda de operação muito estreita e ter baixa eficiência de irradiação. Existem inúmeros substratos que podem ser usados para o projeto de antenas de *microstrip* e suas constantes dielétricas relativas estão geralmente na faixa de $2, 2 \leq \epsilon_r \leq 12$ (BALANIS, 2005). Em geral é desejável para um bom desempenho da antena que os substratos sejam espessos pois proporcionam uma melhor eficiência e maior largura de banda. Como as antenas de *microstrip* são muitas vezes integradas com outros circuitos de micro-ondas, um compromisso deve ser alcançado entre o bom desempenho da antena e o design do circuito (BALANIS, 2005).

Atualmente, é notável a crescente demanda por dispositivos portáteis e móveis que apresentam um grande número de transceptores de rádio, para que se possa ter acesso a diversos tipos de sistemas comunicações sem fio. Esta rápida evolução das tecnologias *wireless* faz com que a procura por diversos padrões que operam em frequências diferentes aumente cada vez mais. Como exemplo pode-se citar as frequências ISM (do inglês "Industrial Scientific and Medical") 2.4, 5.2 e 5.8 GHz para WLAN (do inglês "Wireless Local Area Network") (MORAIS, 2011). Estas antena são chamadas, em geral, de antenas de *microstrip*, em português é comum chama-las de antenas de microlinha, microfita ou de antenas *patch*. Portanto, qualquer um dos termos que forem usados neste trabalho, referem-se ao mesmo tipo de antena (RIBEIRO, 2008). O surgimento das antenas microlinha foi umas das maiores revoluções na área das telecomunicações, desde a sua invenção em 1969 (BHARTIA, 1980). A origem deste tipo antena vem da inovação dos sistemas micro-ondas com seus CI's (circuitos integrados) e também pela demanda do mercado por antenas com custos menores. Em geral, são antenas de pequeno porte que são utilizadas em altas frequências. Além da aplicação em redes sem fio, estas antenas também têm aplicação em outros campos como, aeronaves, satélites, mísseis, nos quais o peso é um fator preponderante (BHARTIA, 1980), (GARG, 2001), (WANG, 1995). Por isso a busca por inovações nas antenas microlinha se intensificou cada vez mais e este é um dos motivos pelo qual tal assunto foi escolhido para ser estudado neste trabalho.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nos últimos anos as antenas de microlinha vem ganhando popularidade devido as boas características de propagação e baixo custo de fabricação. Com a crescente demanda de antenas que operem em diversas bandas, as de microlinha ganharam seu espaço, visto que apenas uma antena deste tipo pode operar em banda dupla, tripla ou mais (multibandas) (DESHMUKH A., 2016). Como base de nosso trabalho foram considerados principalmente dois artigos. Em (OLIVEIRA, 2014) é feito o estudo de uma antena *patch* retangular com fendas, que opera em 2.4 GHz. O autor aborda as antenas *patch* retangulares, discutindo algumas geometrias, vantagens e desvantagens do uso das antenas microlinha. O projeto de sua *patch* retangular com fenda tem seu substrato composto de FR4 com espessura de 1.5mm. Além disso as equações necessárias para o projeto da antena são apresentadas e os resultados teóricos são comparados aos práticos para mostrar que obteve bons resultados tanto na simulação quanto no projeto da antena. A Figura 1 mostra a antena construída com suas respectivas fendas e com a alimentação por conector SMA, semelhante ao que foi utilizado no projeto da antena desenvolvida neste trabalho.

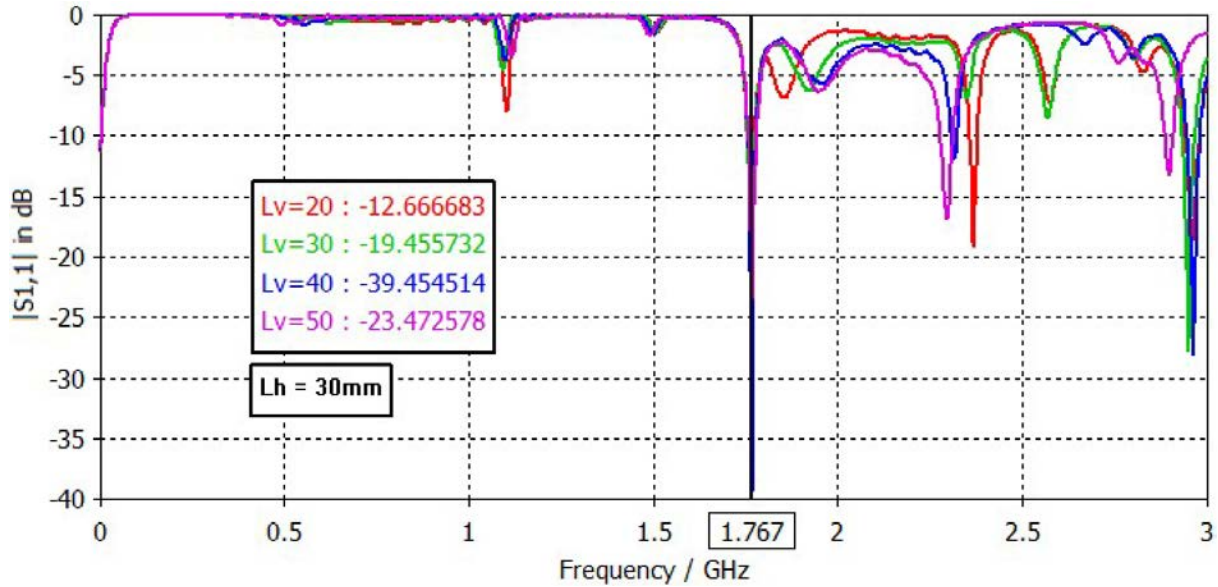
Figura 1 – Antena *patch* com fenda operando em 2.4GHz



Fonte: (OLIVEIRA, 2014).

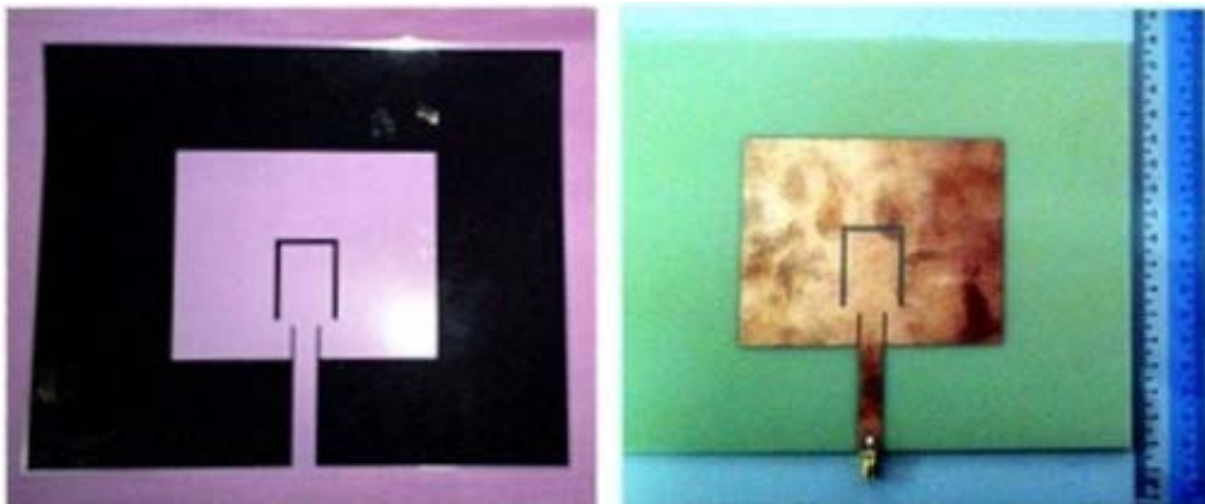
Em (HABIB, 2015) o autor faz uma fenda no formato de um U, no *patch* da antena, formato este, que é comumente encontrado na literatura. Em seu projeto a antena foi feita para atuar em duas bandas 1.8 e 2.4 GHz. São utilizados métodos paramétricos onde varia-se por exemplo a dimensão da fenda feita no *patch* e observa-se quais mudanças ocorrem em seu diagrama de perda de retorno. Com isso ele escolhe o melhor resultado de acordo com seu comportamento em frequência, até chegar mais próximo da frequência de ressonância desejada. A Figura 2 mostra como o coeficiente de reflexão é alterado com a variação de L_v , mantendo L_h constante, onde L_v e L_h são as larguras horizontais e verticais da fenda feita no *patch* respectivamente. O Coeficiente de Reflexão para 1.8 GHz e 2.4 GHz é mostrado, além disto, a antena fabricada pelo autor é mostrada na Figura 3.

Figura 2 – Variação dos parâmetros que correspondem ao tamanho da fenda inserida



Fonte: (HABIB, 2015).

Figura 3 – Antena *microstrip* com fenda no formato de U fabricada pelo autor

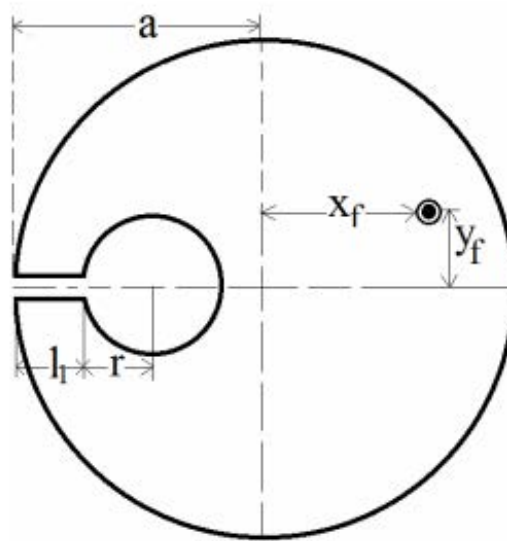


Fonte: (HABIB, 2015).

Aplicações de antenas *patch* em outras áreas, podem ser citadas. Como exemplo em (DESHMUKH A., 2016), no qual foram utilizadas antenas microlinha, onde se faz a introdução de uma fenda em forma de chave no *patch*, o que faz com que os modos adicionais, que são ortogonais entre si, se excitem, gerando assim uma antena multibanda com dupla polarização. Este assunto será discutido em detalhes no Capítulo 3. A Figura 4 ilustra a antena *patch* construída pelo autor. A variável a representa a distância até o centro da antena, x_f é a distância do centro até a alimentação no eixo X e y_f representa a distancia no eixo Y da alimentação. As variáveis r e l_1 são as dimensões da fenda que foi inserida.

Outro exemplo em (KAUSHAL, 2016), uma antena *patch* com uma fenda em formato de chave, é utilizada para aplicações em aviação e também para estações *broadcast*. Este projeto utiliza um substrato de FR4 que é um formato de material padrão da indústria para placas de circuito eletrônico de consumo. A alimentação utilizada neste caso, diferente da antena que será discutida neste projeto

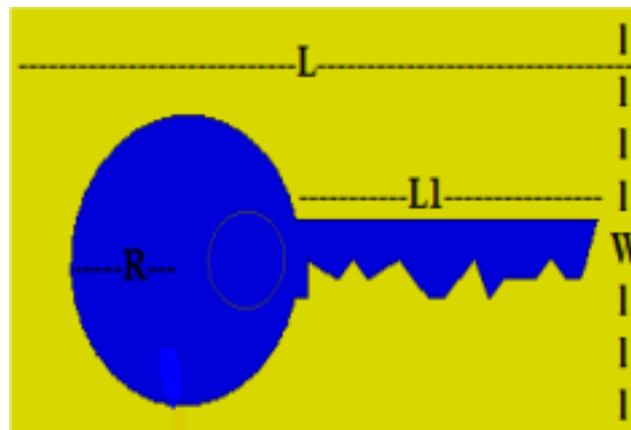
Figura 4 – Antena *patch* com fenda em formato de chave



Fonte: (DESHMUKH A., 2016).

é a alimentação por cabo coaxial, que será melhor descrita no Capítulo 2. Na Figura 5, temos uma antena microlinha de banda dupla com uma fenda em formato de chave, na qual L_1, W, R, L são as dimensões da antena.

Figura 5 – Antena *patch* com fenda em formato de chave utilizada na aviação



Fonte: (KAUSHAL, 2016).

Por último, em (KAUL, 2016), foi estudada a implantação de antenas *microstrip* de tamanho muito pequeno para a medição do nível de glicose no sangue. Este estudo é baseado na ideia de que uma mudança no nível de glicose no sangue ocasionará uma mudança na frequência de ressonância e com isso eles podem detectar os níveis de glicose no sangue de uma pessoa.

A inserção de uma fenda no *patch*, é uma boa alternativa dado que desta maneira não se afeta o tamanho do *patch* (WANG, 1995). A partir disso, analisa-se o comprimento da fenda que foi inserido, geralmente, quando este comprimento corresponde a meio ou um quarto de comprimento de onda, esta fenda introduz um modo adicional, ou seja, surge uma nova frequência de ressonância (DESHMUKH A., 2016).

1.3 OBJETIVOS

Neste trabalho tem-se como objetivo geral o estudo das antenas de microlinha, envolvendo seu funcionamento e métodos de análise. O foco principal foi voltado para antenas *patch* retangulares com alimentação por linha de microstrip.

Posteriormente, como objetivo específico, pode-se destacar a antena *patch* retangular com fenda em U, operando em banda dupla. As bandas de interesse são 1.8, 2.4 e 5.2 GHz, que são frequências geralmente usadas nos sistemas de comunicações sem fio. Como plataforma para simulações foi utilizado o software ANSYS HFSS, em que foi feita a verificação e teste dos resultados obtidos. Várias análises paramétricas foram feitas para que o melhor resultado possível fosse encontrado.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está organizado da seguinte forma: No Capítulo 1 será feita uma introdução falando sobre a Motivação, Revisão Bibliográfica e Objetivos do trabalho. No Capítulo 2 será discutida toda a teoria que envolve as antenas *patch*, fazendo uma análise detalhada das equações que as envolvem e toda a teoria eletromagnética que está dentro deste assunto. No Capítulo 3, serão estudadas as antenas multibanda, onde também foi abordada a teoria acerca do assunto, envolvendo modelos e análises sobre as antenas multibanda. E finalmente no Capítulo 4 será apresentada a conclusão do trabalho.

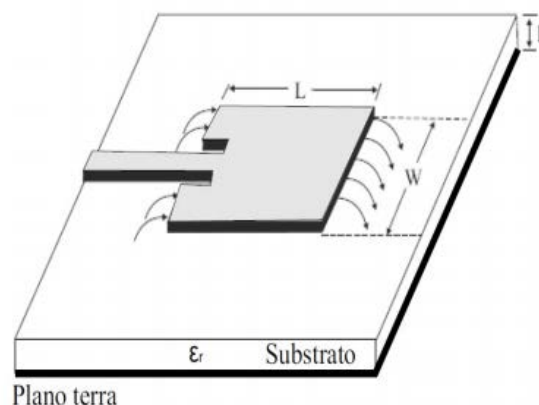
2 ANTENAS DE MICROLINHA

Existem vários formatos de antenas microlinha, um dos mais utilizados é o de formato retangular, como mostra a Figura 6, onde W é a largura e L é o comprimento do *patch*. Quando o ar é usado como substrato dielétrico o comprimento da antena *patch* retangular é aproximadamente metade do seu comprimento de onda no espaço livre. Conforme a antena é carregada com um dielétrico como seu substrato, o comprimento da antena diminui a medida que a constante dielétrica relativa do substrato aumenta. O comprimento ressonante da antena é um pouco menor devido aos efeitos de franja, que são os campos eletromagnéticos nas bordas da superfície radiante, entre o condutor e o plano terra, que aumentam ligeiramente o comprimento elétrico da antena (BALANIS, 2005).

O substrato é constituído por materiais dielétricos isotrópicos. A constante dielétrica relativa de um substrato é um parâmetro de grande importância, influenciando diretamente frequência de ressonância da antena. Além desta última, a largura de banda e o tamanho da antena dependem consideravelmente da permissividade elétrica relativa do substrato. Os substratos com valores de permissividade relativa mais baixos conduzem a maiores potências irradiadas e maiores larguras de banda, mas por outro lado, surgem excitações de ondas de superfície e radiações indesejáveis, além do aumento do tamanho da antena. Já os substratos com valores de permissividade relativa mais altos terão uma baixa eficiência e uma largura de banda estreita, porém terão tamanho reduzido. Outro componente importante da antena é o plano terra, que é utilizado para auxiliar no confinamento de energia do sistema. (BALANIS, 2005).

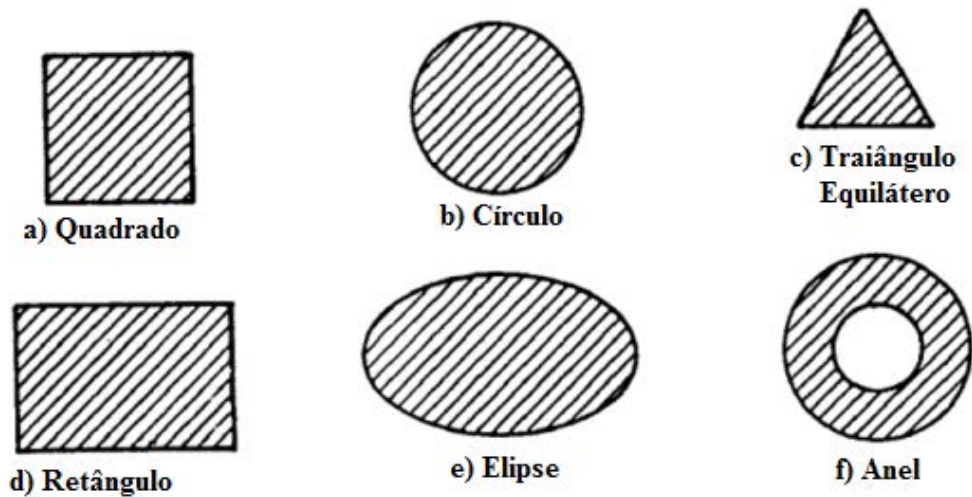
A alimentação do *patch* pode ocorrer através de uma linha de *microstrip*, por cabo coaxial, acoplamento por abertura e por acoplamento por proximidade (BALANIS, 2005). O *patch*, elemento irradiador que na Figura 6 tem geometria retangular, também pode ter outras formas como as geometrias quadradas (caso particular da geometria retangular), circulares, elípticas, anelares, triangulares mostradas na Figura 7

Figura 6 – Antena *patch* alimentada por linha de *microstrip*



Fonte: (BALANIS, 2005)

Figura 7 – Forma representativa das geometrias de antenas *patch*



Fonte: (LACERDA D., 2008)

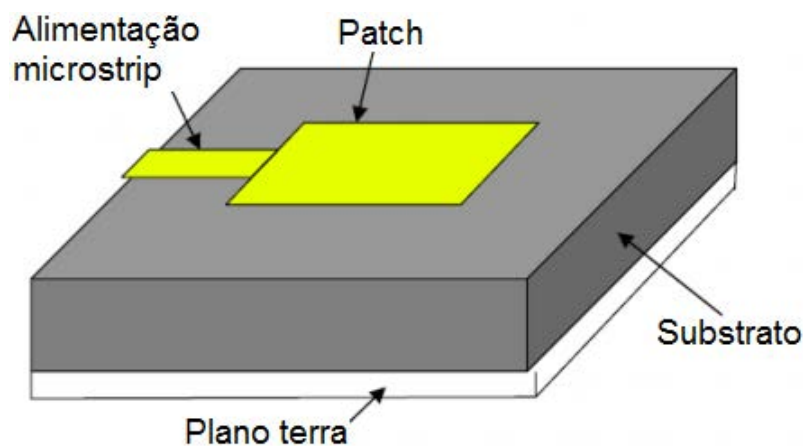
2.1 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO

2.1.1 Alimentação por linha de microstrip

Neste tipo de alimentação a linha condutora é conectada diretamente a borda do *patch*. A linha condutora, geralmente, é menor em largura do que o *patch*. Este tipo de alimentação tem a vantagem de que a linha de *microstrip* pode ser colocada no mesmo substrato, tornando-se, assim, uma estrutura planar. Uma reentrância na estrutura do *patch* pode ser inserida para obter um melhor casamento de impedância, sem a necessidade de um outro elemento como estrutura de casamento. Isso pode ser feito apenas ajustando a posição desta reentrância (BISHT, 2014).

Por isto, a técnica de alimentação por linha de *microstrip* ou microlinha é uma técnica simples, pois fornece a facilidade de fabricação e simplicidade na modelagem, assim como no casamento de impedância. Entretanto, uma das desvantagens é que como a espessura do substrato aumenta, as ondas superficiais e espúrias aumentam, o que pode reduzir a largura de banda (BISHT, 2014). O modelo de uma antena *patch* com alimentação por linha de *microstrip* é mostrada na Figura 8.

Figura 8 – Alimentação por linha de microstrip



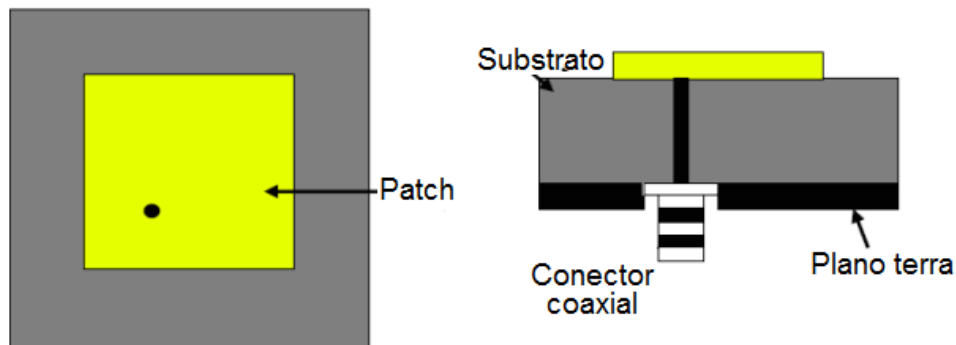
Fonte: (PATEL, 2014) - Modificado.

2.1.2 Alimentação por cabo coaxial (ponta de prova)

A alimentação por cabo coaxial é um dos mecanismos mais básicos para transferência de potência de micro-ondas. A ponta de prova pode ser o condutor interno de um cabo coaxial no caso de uma alimentação por cabo coaxial ou pode ser usada para transferir potência da microlinha para a antena através de um slot no plano terra (GARG, 2001).

A ponta de prova atravessa o substrato e é conectada ao elemento radiador. O conector externo é fixado ao plano terra. Este tipo de alimentação também é projetado facilmente. Entretanto, sua largura de banda é estreita. Para substratos mais grossos, é necessário utilizar pontas de provas mais largas, o que pode ser um problema, pois elas podem causar um aumento da radiação espúria e na potência nas ondas da superfície (GARG, 2001). Um exemplo de uma antena com alimentação por cabo coaxial é mostrado na figura Figura 9.

Figura 9 – Antena de *microstrip* com *patch* retangular alimentada por ponta de prova coaxial

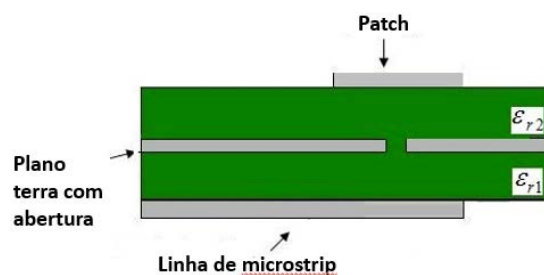


Fonte: (PATEL, 2014) - Modificado.

2.1.3 Alimentação por acoplamento por abertura

Este método de alimentação utiliza dois substratos separados por um plano terra em comum. A linha de microlinha do substrato 2 é eletromagneticamente acoplada ao *patch* através de um *slot* aberto no plano terra. Os parâmetros do substrato das duas camadas são escolhidos de maneira a otimizar a alimentação e as funções de radiação, independentemente. Normalmente, o substrato 2 é composto de uma alta constante dielétrica relativa (ϵ_r). O dielétrico superior possui um baixo ϵ_r . A Figura 10 ilustra como é o esquema da alimentação por acoplamento por abertura (fenda).

Figura 10 – Alimentação por abertura (fenda).

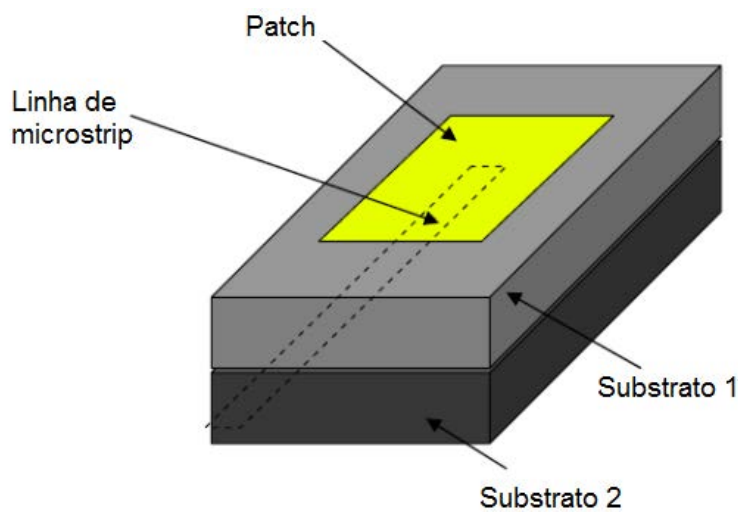


Fonte:(BEVELACQUA,) - Modificado.

2.1.4 Alimentação por acoplamento por proximidade

Este método se assemelha ao acoplamento por abertura, com a diferença de que não existe a fenda no plano terra. Esta alimentação é mais conhecida como acoplamento eletromagnético de alimentação de *microstrip* (GARG, 2001). Os parâmetros do substrato das duas camadas podem ser utilizados para melhorarem a largura de banda do *patch* e para reduzir a radiação espúria da antena. Para que isto ocorra, o substrato 2 deve ser mais fino. A fabricação deste tipo de alimentação é mais complexa, pois requer um alinhamento perfeito entre o *patch* e a linha de alimentação. A linha de *microstrip* é colocada entre os dois substratos e é acoplada ao *patch*, como é ilustrado na Figura 11. Dos quatro métodos citados, este é o que se destaca em termos de largura de banda, junto a uma modelagem simples e baixa radiação espúria (WANG, 1995).

Figura 11 – Alimentação por aproximação por acoplamento.



fonte: (NAHIAN, 2016) - Modificado.

2.2 MÉTODOS DE ANÁLISE

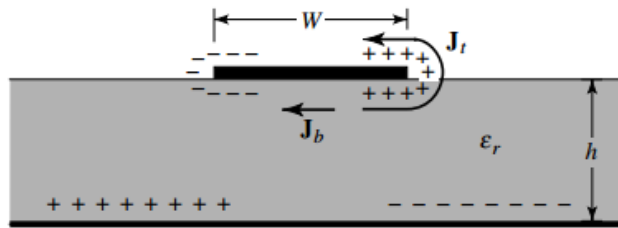
No estudo de antenas *microstrip* é possível encontrar diversos tipos de métodos de análise. Os mais comuns são os de Cavidade, Linha de Transmissão e de Onda Completa. Por questões de facilidade na modelagem, serão discutidos o de Cavidade e o de Linha de Transmissão para uma antena *patch* retangular, com objetivo de mostrar um modelo matemático de fácil compreensão e usual para antenas deste tipo (SANTOS R., 2016). É importante destacar que nosso projeto inicial parte destes métodos, sendo que o software de análise usa o FEM (Finite Element Method), que é um método de onda completa.

2.2.1 Método de Cavidade: *Patch* Retangular

Neste método, o substrato é apresentado como uma cavidade que fica entre dois condutores, um na parte de baixo e outro na parte de cima. Quando o ressonador é alimentado estabelece-se uma distribuição de cargas em sua superfície superior e inferior, assim como na parte superior do plano

terra. Existem dois mecanismos de distribuição: atração e repulsão. O de atração é observado entre as cargas de sinais opostos que se encontram na parte de baixo do ressonador e na parte de cima do plano terra. Já o mecanismo de repulsão ocorre entre cargas com mesmos sinais, que se encontram na parte de baixo do ressonador, fazendo com que as cargas desta parte do ressonador se movam para as bordas e também para a parte de cima do ressonador (BALANIS, 2005). Este movimento de cargas dá origem à \mathbf{J}_t , que é a densidade de corrente total e \mathbf{J}_b , que é a densidade de corrente superficial. Uma ilustração do método de cavidade para uma antena *patch* retangular é mostrada na Figura 12, onde W é a largura do *patch*, h é a espessura do substrato e ϵ_r é a permissividade relativa.

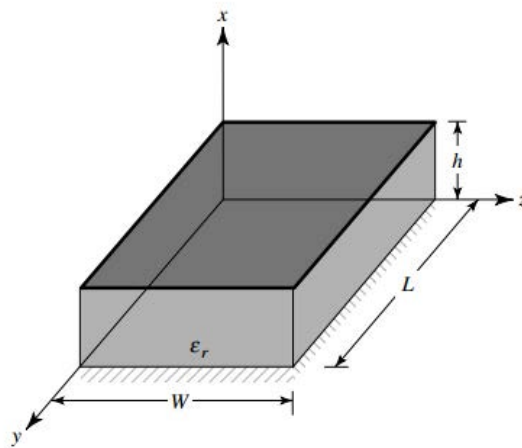
Figura 12 – Distribuição da densidade de corrente e de cargas para antena de microlinha.



Fonte: (BALANIS, 2005)

O vetor potencial \mathbf{A} possibilita que as configurações de campo dentro da cavidade sejam determinadas. Para isso é necessário considerar a cavidade preenchida por um material dielétrico com permissividade relativa ϵ_r , limitada pelas dimensões do elemento irradiador, como é mostrado na Figura 13.

Figura 13 – Antena de microlinha como uma cavidade ressonante.



Fonte: (BALANIS, 2005)

A seguir será feita toda a demonstração de como chega-se a equação de onda homogênea ou equação de Helmholtz dada pela equação (2.18). Começando pela identidade vetorial (BALANIS, 2005):

$$\nabla \cdot \nabla \times \mathbf{A} = 0 \quad (2.1)$$

na qual \mathbf{A} é o vetor potencial arbitrário. Considerando a Lei de Gauss para o campo magnético, tem-se:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0. \quad (2.2)$$

podemos definir que:

$$\mathbf{B}_A = \nabla \times \mathbf{A}. \quad (2.3)$$

Usando a relação entre densidade de fluxo e campo magnético que $\mathbf{B}_A = \mu \mathbf{H}_A$, tem-se:

$$\mathbf{H}_A = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A}. \quad (2.4)$$

na qual A sobrescrito indica o campo devido ao potencial \mathbf{A} .

Aplicando a equação (2.4) na Lei de Faraday dada por (BALANIS, 2005)

$$\nabla \times \mathbf{E}_A = -j\omega\mu\mathbf{H}_A. \quad (2.5)$$

tem-se:

$$\nabla \times \mathbf{E}_A = -j\omega\mu\mathbf{H}_A = -j\omega(\nabla \times \mathbf{A}). \quad (2.6)$$

colocando o ∇ em comum, tem-se:

$$\nabla \times [\mathbf{E}_A + j\omega\mathbf{A}] = 0. \quad (2.7)$$

utilizando a identidade vetorial

$$\nabla \times (-\nabla\phi_e) = 0, \quad (2.8)$$

e a equação 2.7, tem-se:

$$\mathbf{E}_A = -\nabla\phi_e - j\omega\mathbf{A}, \quad (2.9)$$

no qual ϕ_e representa um potencial escalar elétrico arbitrário. Utilizando a equação (2.3) e a identidade vetorial

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}, \quad (2.10)$$

pode-se reduzir para

$$\nabla \times (\mu\mathbf{H}_A) = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}. \quad (2.11)$$

Sendo que para um meio homogêneo, a equação (2.11) pode ser reduzida para

$$\mu\nabla \times \mathbf{H}_A = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}. \quad (2.12)$$

Utilizando a equação de Maxwell

$$\nabla \times \mathbf{H}_A = \mathbf{J} + j\omega\epsilon\mathbf{E}_A, \quad (2.13)$$

na equação (2.12), tem-se:

$$\mu\mathbf{J} + j\omega\mu\epsilon\mathbf{E}_A = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}. \quad (2.14)$$

Substituindo a equação (2.9) na equação (2.14), tem-se:

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} + \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A} + j\omega\epsilon\mu\phi_e), \quad (2.15)$$

na qual $k^2 = \omega^2\mu\epsilon$. Utilizando o Calibre de Lorenz, que para facilitar será definido como

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -j\omega\epsilon\mu\phi_e, \quad (2.16)$$

tem-se

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J}. \quad (2.17)$$

Para meios sem fonte, no modo TM_x não existe corrente J_x , logo:

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0, \quad (2.18)$$

cujas umas das soluções é feita a partir de separação de variáveis, logo:

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (2.19)$$

na qual k_x, k_y, k_z são os números de onda ao longo das direções x, y e z. Pode-se relacionar A_x com os campos elétricos e magnéticos sendo que:

$$E_x = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x \quad (2.20)$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} \quad (2.21)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} \quad (2.22)$$

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

$$H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad (2.24)$$

$$H_z = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (2.25)$$

Utilizando as condições de contorno nas paredes laterais da antena, tem-se (BALANIS, 2005):

$$E_y(x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = E_y(x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \quad (2.26)$$

$$H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = 0) = H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = W) = 0 \quad (2.27)$$

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

onde x' , y' e z' são as coordenadas usadas para representar o campo no interior da cavidade. Aplicando a condição de contorno da equação (2.26), tem-se que $B_1 = 0$ e

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.29)$$

Da mesma maneira, aplicando a condição de contorno da equação (2.27), tem-se que $B_3 = 0$

$$k_z = \frac{p\pi}{W}, \quad p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.30)$$

Por fim, aplicando a condição de contorno da equação (2.28), tem-se que $B_2 = 0$

$$k_y = \frac{n\pi}{L}, \quad L = 0, 1, 2, \dots \quad (2.31)$$

Logo, pode-se expressar o vetor potencial da seguinte forma:

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (2.32)$$

onde A_{mnp} representa a amplitude relacionada a cada modo de propagação na estrutura e m , n e p representam o número de variações de campo relacionados as direções x , y , z , respectivamente.

Sendo que k_x , k_y , k_z estão sujeitos a equação de restrição

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \quad (2.33)$$

as frequências de ressonância para a cavidade são dadas por:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (2.34)$$

Fazendo a substituição da equação (2.32) na sequências de equações (2.20 - 2.25), é encontrado o comportamento do campo elétrico e magnético dentro da cavidade, sendo que:

$$E_x = -j \frac{(k^2 - k_x^2)}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (2.35)$$

$$E_y = -j \frac{k_x k_y}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \quad (2.36)$$

$$E_z = -j \frac{k_x k_z}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \quad (2.37)$$

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

$$H_y = -\frac{k_z}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \quad (2.39)$$

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

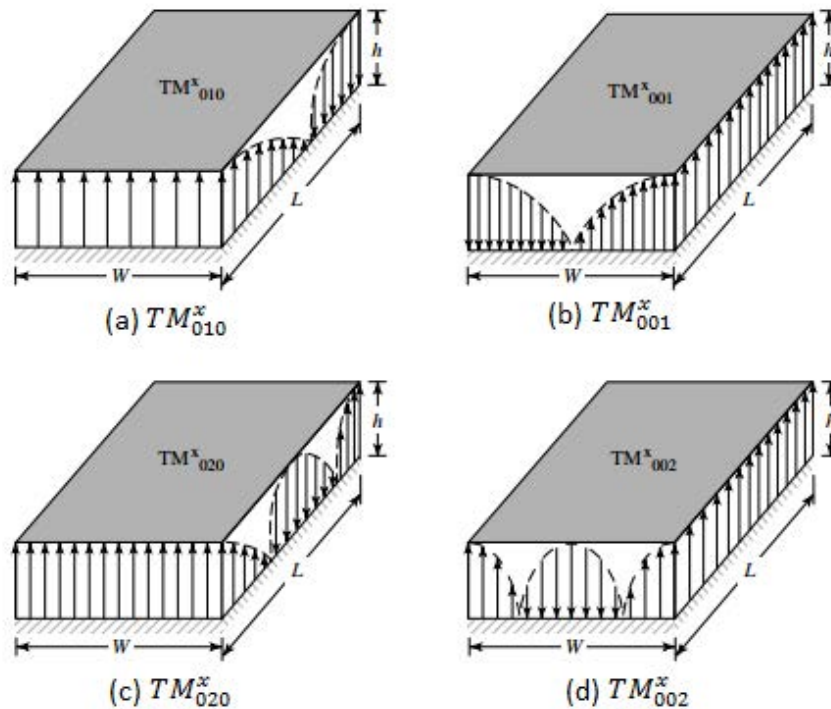
Para se chegar na menor frequência de ressonância, que será o modo dominante, precisa-se obter as frequências de ressonância existentes. Para antenas *microstrip* considera-se $h \ll L$ e $h \ll W$. Sabe-se que se $W < L < h$, o modo dominante é TM_{010}^x , cuja a frequência ressonante é dada por (BALANIS, 2005):

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.41)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo. Pode-se determinar as frequências de ressonância dos outros modos fazendo de maneira parecida como foi feita acima (BALANIS, 2005).

A Figura 14 ilustra a distribuição de campo elétrico na antena, para os quatro primeiros modos de operação. Pode-se observar que para cada modo o nulo se encontra em posições diferentes. Como exemplo, na letra (a) para o modo TM_{010}^x o nulo se encontra na direção de y .

Figura 14 – Configurações de campo na antena *patch* retangular.



Fonte: (BALANIS, 2005)

2.2.2 Modelo de Linha de Transmissão: *Patch* Retangular

O modelo da Linha de Transmissão ilustrado pela Figura 15, é um dos mais simples, ele representa a antena *patch* retangular como uma linha de transmissão com placas paralelas que são ligadas a dois *slots* radiantes (aberturas), de largura W e altura h cada e z é a direção de propagação da linha de transmissão (BALANIS, 2005).

Os *slots* da antena, representam uma terminação de alta impedância em ambos os lados da linha de transmissão (similar a um circuito aberto). Contudo o *patch* tem uma ressonância muito alta e isto depende do comprimento L na direção de z (WANG, 1995).

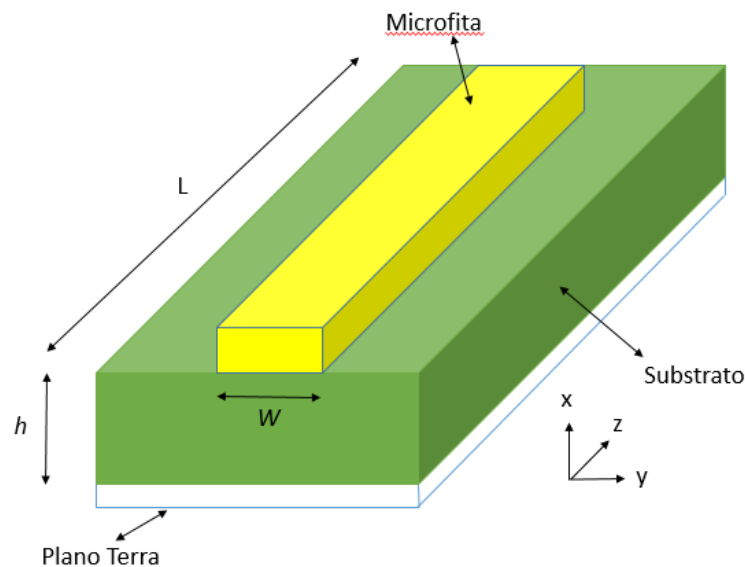
O comprimento ressonante do *patch* não é exatamente igual ao comprimento físico, isto se deve ao fato dos efeitos de franja. Estes efeitos fazem com que o comprimento elétrico do *patch* seja maior do que o comprimento físico, ou seja, $L_{eff} > L_{físico}$.

Deste modo, a condição de ressonância dada por:

$$\beta^n L_{eff} = \frac{n \cdot \pi}{2}, n = 1, 2, \dots, \quad (2.42)$$

depende do L_{eff} e não de L .

Figura 15 – Modelo de Linha de Transmissão



Fonte: Autoria própria

2.3 DIRETIVIDADE E GANHO

A diretividade é um parâmetro muito importante em antenas e representa o quão direcional o padrão de radiação de uma antena é. A diretividade máxima é definida como a densidade de máxima potência na direção do feixe principal pela média de densidade de potência radiada. A diretividade de

uma antena *patch* é expressa como:

$$D = \frac{\frac{1}{2} \operatorname{Re} (E_{\theta} H_{\phi}^* - E_{\phi} H_{\theta}^* |_{\theta=0})}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} = \frac{\frac{r^2}{2\eta_0} (|E_{\theta}^2| + |E_{\phi}^2|) |_{\theta=0}}{\frac{P_r}{4\pi}} \quad (2.43)$$

onde P_r é a potência radiada, $\eta_0 = 120\pi\Omega$, E_{θ} e E_{ϕ} são os campos elétricos e H_{θ} e H_{ϕ} são os campos magnéticos, em suas respectivas direções.

Uma expressão simplificada para a diretividade de uma antena *patch* retangular é dada por:

$$D = \frac{4 (k_0 W)^2}{\pi \eta_0 G_r} \quad (2.44)$$

onde G_r é a condutância de radiação do *patch*.

O ganho diretivo G de uma antena é definido como:

$$G = e_r D \quad (2.45)$$

onde e_r é a eficiência de radiação da antena. O ganho é sempre menor do que a diretividade pois o e_r está contido no intervalo de $0 < e_r < 1$. A diretividade de uma antena *patch* retangular é plotada na Figura 16 em função da espessura do substrato, dado por $\frac{W}{\lambda_0}$, onde W é largura do *patch* e λ_0 é o comprimento do slot (GARG, 2001).

Figura 16 – Diretividade de uma antena *patch* retangular em função da espessura do substrato



Fonte: (GARG, 2001)

Pode-se observar na Figura 16 que a diretividade aumenta com o aumento da espessura do substrato e a largura do *patch*. Por outro lado a largura de feixe supostamente deve diminuir com altos valores de h e W .

2.4 LARGURA DE BANDA

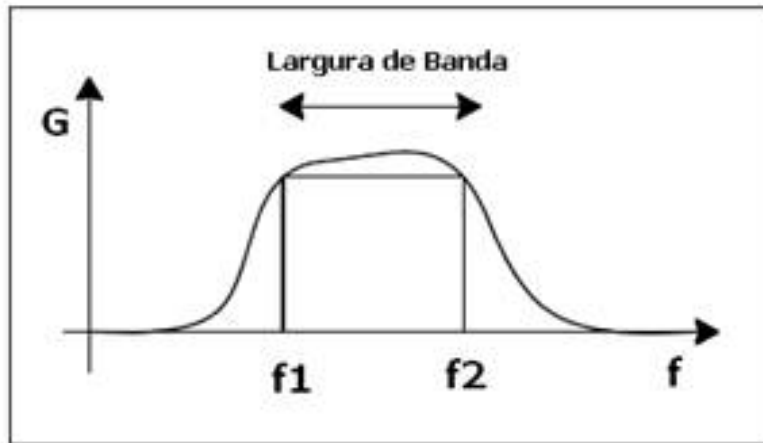
A banda de uma antena é um fator muito importante a ser analisado. Na maioria das vezes a largura de banda da antena é analisada olhando para seu Coeficiente de Reflexão, que é um gráfico onde se tem o parâmetro S_{11} , que representa o coeficiente de reflexão em dB, em função da frequência, geralmente em GHz. É de costume na área de antenas considerar um parâmetro $|S_{11}| < -10dB$, caso contrário o valor é desconsiderado.

Com isso pode-se dizer que a banda de uma antena *patch*, pode ser expressa por:

$$BW(\%) = 100 \left(\frac{f_2 - f_1}{f_0} \right) \quad (2.46)$$

onde BW é a largura de banda da antena, f_2 é a frequência maior, f_1 é a frequência menor e f_0 é a frequência central. A Figura 17 ilustra como determinar a largura de banda.

Figura 17 – Determinando a largura de banda da antena



Fonte: (TELECO, 2018)

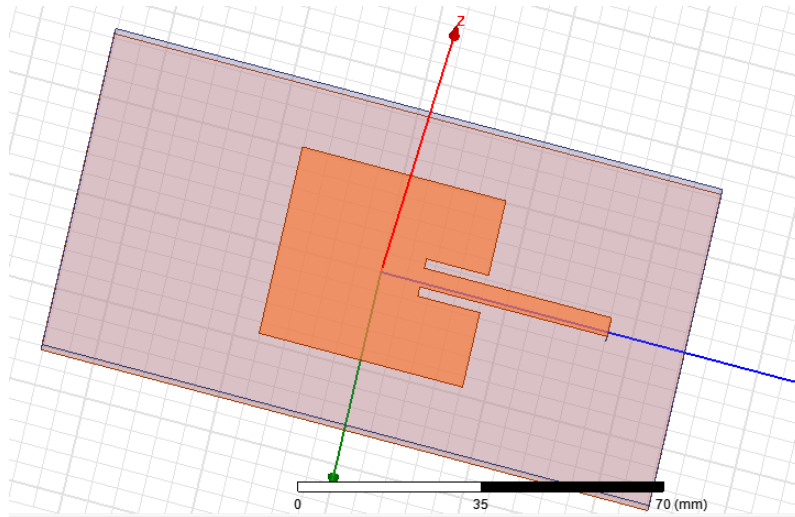
2.5 EXEMPLO DE PROJETO DE UMA ANTENA *PATCH* RETANGULAR

Nesta seção, será projetada uma antena *patch* retangular com alimentação por linha de *microstrip* ou microlinha. A Figura 18 mostra a primeira antena que foi simulada, com frequência de ressonância em 2.45 GHz. Os formatos retangulares em antenas *patch* são os mais comuns e os mais utilizados, devido a sua simples análise. Os parâmetros importantes que são necessários para o projeto de uma antena *patch* são: frequência de ressonância, constante dielétrica relativa, espessura do substrato, largura e comprimento do material.

Um dos métodos mais utilizados para alimentação é de linha de transmissão, que já foi explicado na seção 1.2.2. O elemento radiante da antena *microstrip* consiste de uma placa metálica de espessura t ($t \ll \lambda$) onde λ é o comprimento de onda guiado pela estrutura, expresso por:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.47)$$

Figura 18 – Simulação de antena microstrip retangular com reentrâncias.



Fonte: Autoria própria utilizando o software ANSYS HFSS.

em que c é a velocidade da luz em (m/s) e f é a frequência (Hz). Inicialmente a antena é projetada para operar na frequência central de sistemas de comunicações sem fio (IEEE 802.11b/g), com frequência de ressonância 2.4 GHz. O substrato utilizado foi de fibra de vidro (FR-4) de espessura h igual a 1.5mm e permissividade elétrica relativa ϵ_r de 2.2. A impedância de entrada da antena é de 50Ω , valor comumente utilizado nos projetos de antenas.

As dimensões da antena *patch* foram calculadas com base na literatura (OLIVEIRA, 2014) onde foi obtido o valor de $W = 48.4mm$ (largura) e $L = 40.5mm$ (comprimento). Abaixo são destacadas as expressões utilizadas para o projeto da antena. Primeiramente, foi calculado a largura da antena *patch* (OLIVEIRA, 2014):

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = 48.4mm \quad (2.48)$$

onde $f_r = 2.45$ GHz

Calculando o ΔL , que representa o comprimento da antena, considerando os efeitos de franja, tem-se (OLIVEIRA, 2014):

$$\Delta L = 0.412h \left[\frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) + \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \right] = 0.572mm \quad (2.49)$$

Onde a constante dielétrica efetiva ϵ_{reff} , que também é calculada considerando os efeitos de franja, é dada por (OLIVEIRA, 2014):

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-\frac{1}{2}} = 2.1123 \quad (2.50)$$

E, por fim, o comprimento L do *patch* (OLIVEIRA, 2014):

$$L = \frac{c}{(2f_r \sqrt{\epsilon_r})} - 2\Delta L = 40.5mm \quad (2.51)$$

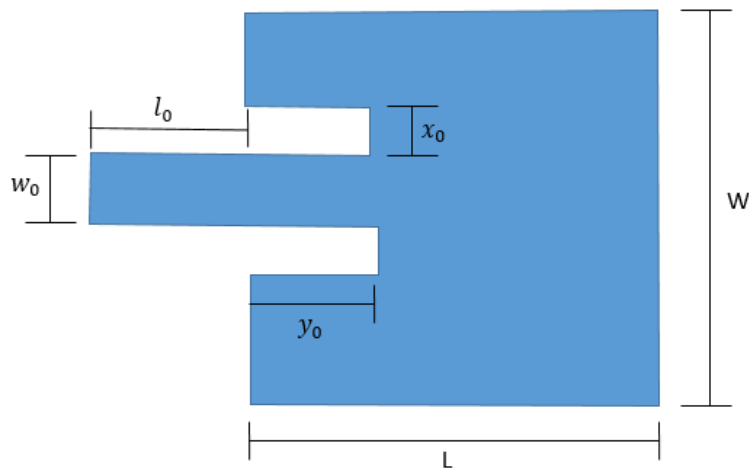
Reentrâncias y_0 são inseridas para melhorar o casamento de impedância entre o *patch* e a linha, conforme Figura 19. A largura da reentrância x_0 foi considerada igual a largura de linha da microlinha w_0 , enquanto que y_0 foi calculado através das seguintes fórmulas (OLIVEIRA, 2014):

$$y_0(0) = \frac{L}{\pi} \arccos \sqrt{\frac{50}{R_{in}(0)}} = 12.36mm \quad (2.52)$$

$$R_{in}(0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.53)$$

Em que $R_{in}(0)$ é uma resistência de entrada na frequência de ressonância, G_1 é a condutância na abertura radiante, G_{12} é a condutância entre os *slots* de radiação ou também pode ser chamada de condutância mútua.

Figura 19 – Estrutura da antena *patch* retangular com reentrâncias.



Fonte: Autoria própria.

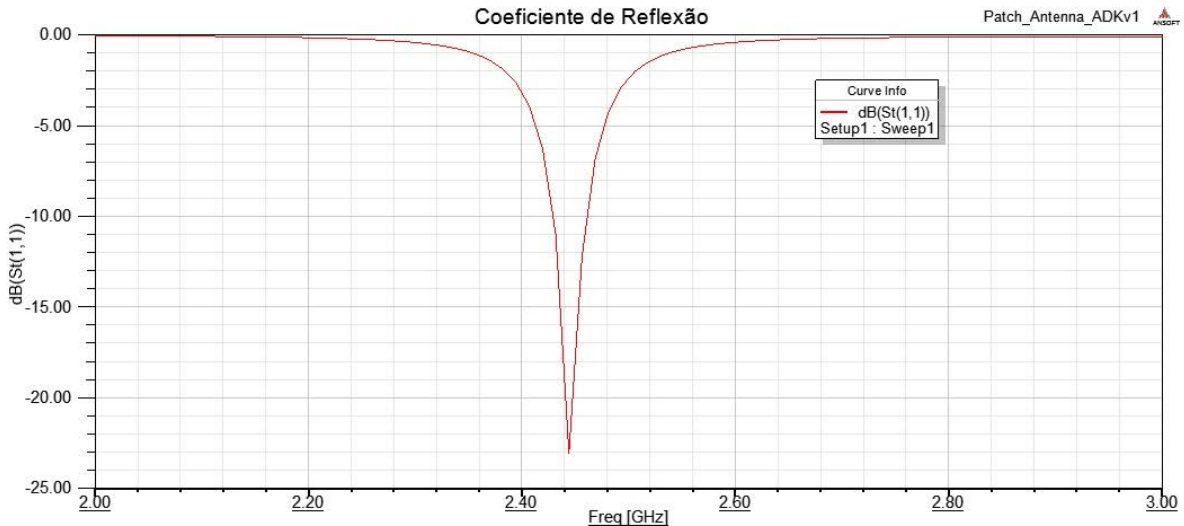
Tabela 1 – Dimensões da antena *patch*

Dimensões	Medida [mm]
L	40.5
W	48.4
l_0	37.3
w_0	4.85
y_0	12.36
x_0	4.85

Fonte: Autoria própria.

As dimensões da antena *patch* retangular acima calculadas, conforme mostra a tabela 1, foram inseridas no programa de simulação HFSS e alguns resultados foram gerados, e serão discutidos na seção seguinte.

Figura 20 – Coeficiente de Reflexão para antena *patch* retangular.



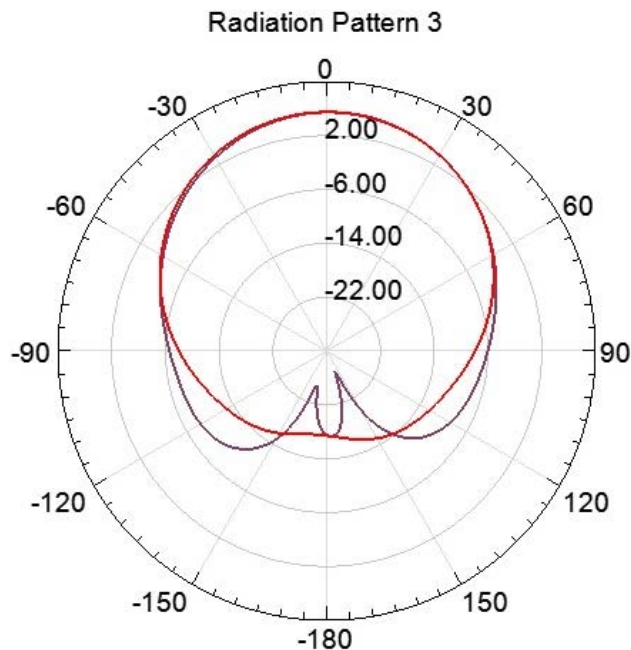
Fonte: Autoria própria, utilizando o software ANSYS HFSS.

2.5.1 Coeficiente de Reflexão

O gráfico do Coeficiente de Reflexão da antena é mostrado na Figura 20. A largura de banda da antena *patch* retangular com alimentação por linha de *microstrip* é calculada através do coeficiente de reflexão. A largura de banda da antena geralmente é considerada a partir de -10 dB (DEEPIKA, 2017). É importante destacar que nossa frequência de operação é de 2,45GHz, que é aproximadamente o que está sendo mostrado na figura.

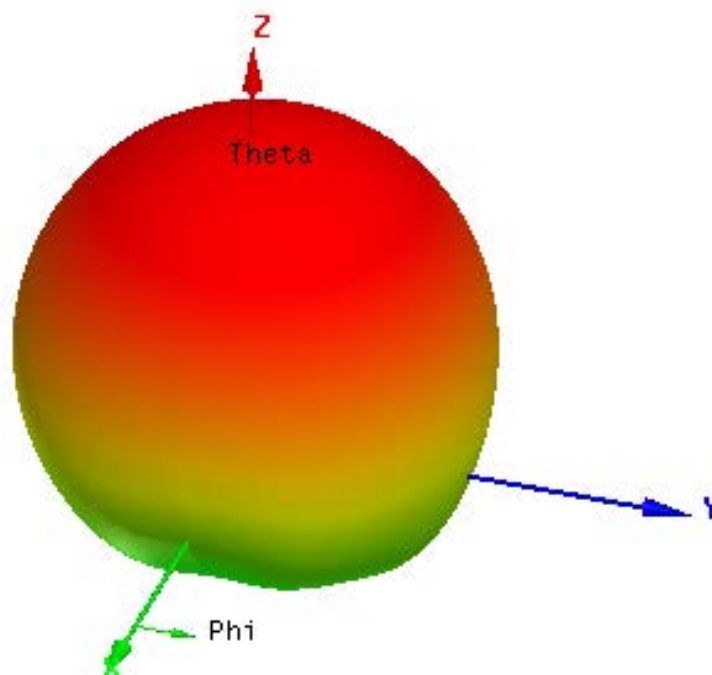
2.5.2 Diagrama de Radiação 2D e 3D

Figura 21 – Diagrama de radiação 2D para os planos E e H.



Fonte: Autoria própria, utilizando o software ANSYS HFSS.

Figura 22 – Diagrama de radiação 3D.



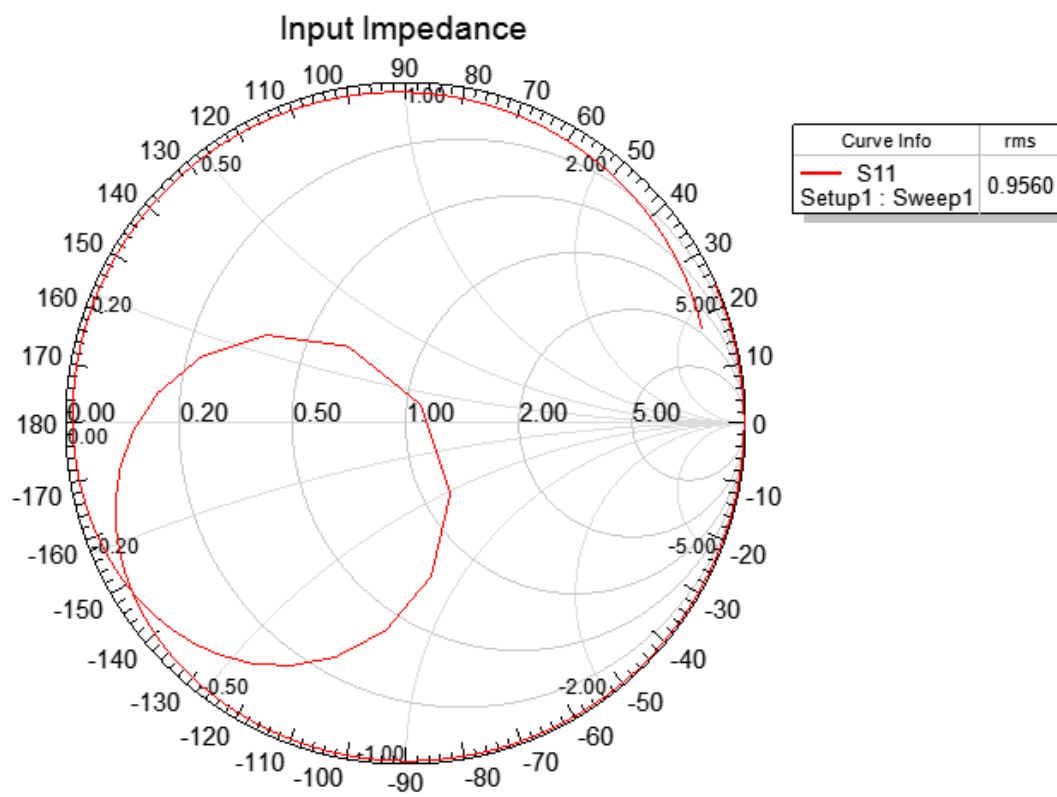
Fonte: Autoria própria, utilizando o software ANSYS HFSS.

De acordo com a definição do *IEEE – Standart Definitions of terms for Antennas*, o diagrama de radiação de uma antena é definido da seguinte forma: “Uma função matemática ou uma representação gráfica das propriedades de radiação de uma antena em função de coordenadas espaciais. Na maioria dos casos, o diagrama de radiação é determinado pelos campos distantes e é representado como função da coordenada direcional...” A Figura 21 e a Figura 22 ilustram respectivamente os resultados simulados dos diagramas de radiação 2D(planos E e H) e 3D normalizado. Na frequência de 2.45 GHz observa-se um comportamento muito semelhante a um diagrama de radiação de uma antena *patch* retangular convencional (DEEPIKA, 2017), em que, neste caso, o máximo da radiação na direção de campo distante ocorre na direção de 0° .

2.5.3 Impedância

Pela medição realizada na carta de Smith como mostra a Figura 23, pode-se perceber que a antena tem um bom casamento de impedância, isto pode ser notado com a curva se aproximando do centro da carta de Smith, indicando um bom casamento de impedância para a estrutura proposta, muito próxima ao caso ótimo que é de 50Ω . Vale ressaltar que para esta figura utiliza-se apenas uma frequência ressonante, no caso de mais frequências o comportamento seria parecido mas no centro da carta teria um número maior linhas passando por 1.

Figura 23 – Impedância da antena.



Fonte: Autoria própria, utilizando o software ANSYS HFSS.

3 ANTENAS MULTIBANDA

3.1 INTRODUÇÃO

Atualmente, vivemos em uma época de constantes mudanças na área tecnológica. O celular que antes usado apenas para realizar ligações, hoje em dia faz o papel de um "computador de bolso", podemos fazer quase tudo que um computador faz na palma de nossas mãos. Falando brevemente, um *smartphone* nos dias de hoje, integra vídeos, músicas, mensagens, fotos em altíssima resolução, além de possibilitar o contato com várias redes sociais. O sucesso desse tipo de aparelho deve-se ao avanço das comunicações sem fio, que permitiram a independência de uma conexão física para acessar a rede, o baixo custo de implementação de uma rede local, entre outros.

Essa crescente dependência da utilização dos sistemas sem fio, fez com que a necessidade de antenas que operem em múltiplas bandas se tornasse uma realidade, como no caso de sistemas *Bluetooth* que operam em 2.4 GHz e sistemas celulares que operam nas faixas de frequência de telefonia.

Outros tipos de sistemas também têm a necessidade de operar em frequências distintas, como por exemplo, a comunicação via satélite, onde podem ser usadas bandas para envio de dados e bandas para comunicação, utilizando faixas de frequência de 5 - 16 GHz (NAGHAR, 2014).

Além do uso de sistemas de redes de dados, como o WiFi, que usa os padrões IEEE 802.11a na frequência de 5GHz e o WiMax que usa o padrão IEEE 802.16, que permite a utilização das frequências 2.6, 3.5 e 5GHz (KAYALVIZHI, 2015).

Um detalhe estético, mas que vale apenas ser citado, é que as antenas utilizadas em roteadores hoje em dia, na maioria das vezes, têm um tamanho exagerado e desnecessário. Com a utilização de antenas *patch microstrip*, elas podem ser fixadas na superfície interna do roteador, sem aparecer externamente, como é comum encontrarmos no mercado. A Figura 24 mostra um exemplo de roteador que possui antenas externas que opera em banda dupla.

Pode-se observar que para o caso deste roteador, as antenas são muito grandes, problema que seria resolvido com a utilização de uma antena *patch microstrip* fixada em sua superfície interna.

Nosso projeto, terá como foco três bandas, são elas 1.8, 2.4 e 5.2 GHz. A faixa de operação de 1.8 GHz, tem dois canais, de 1.710 a 1880 GHz. A frequência de 2.4 GHz (WiFi) opera de 2.400 a 2.4835 GHz. Já a banda de 5.2 GHz (WiFi) , opera entre 5.150 e 5.850 GHz.

Portanto, deseja-se construir uma antena *patch* retangular com alimentação por linha de *microstrip* que atue em banda tripla (1.8, 2.4, 5.2 GHz) que tenha pelo menos 10 dB de coeficiente de reflexão.

3.2 PROCEDIMENTOS PARA SE OBTER ANTENAS MULTIBANDA

As antenas *microstrip* podem ser projetadas para operação de banda dupla ou tripla o que encontra uma ótima aplicação no campo das comunicações via satélite e móvel. As antenas de *microstrip* de tamanho normal com uma única alimentação e uma única camada podem operar em dupla frequência, quando é inserido uma fenda no *patch* radiante. Geralmente o número de fendas no *patch*, juntamente com suas dimensões corretamente calculadas, podem influir em novas bandas de operação. A Figura 25

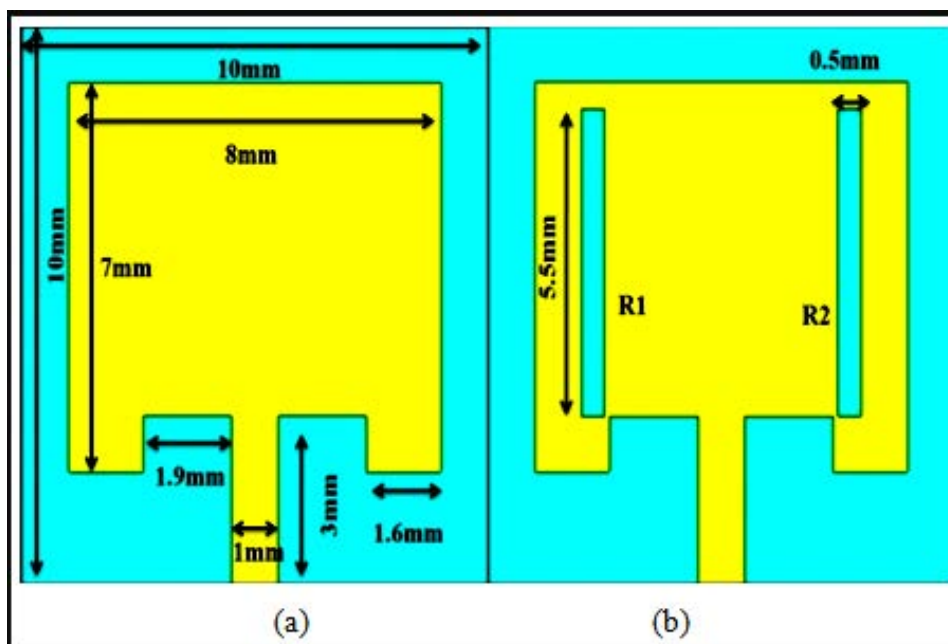
Figura 24 – Roteador que opera em banda dupla, mas com antenas externas e grandes



Fonte: (ROTEADOR..., 2017)

abaixo ilustra do lado esquerdo (a) uma antena *patch* retangular comum, como feito no exemplo do Capítulo 2, já do lado direito (b) é mostrada a mesma antena, mas com duas fendas inseridas em seu *patch* para que ela possa operar em banda dupla, que no caso deste exemplo opera nas frequências da banda X.

Figura 25 – Exemplo de antena *patch* com fendas.



Fonte: (BHADOURIA, 2014).

Há dois tipos de antenas de microlinha com dupla frequência de operação:

- Dupla frequência de operação com os mesmos planos de polarização;
- Dupla frequência de operação com os planos de polarização ortogonais;

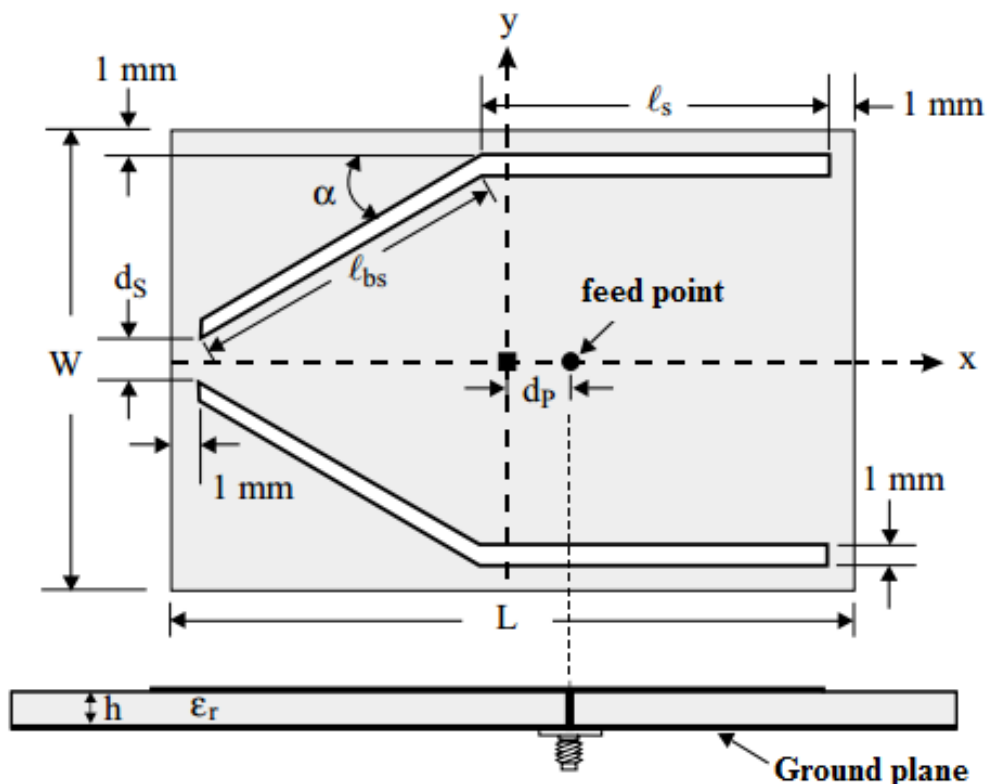
Vamos agora discutir um pouco sobre cada tipo de dupla frequência.

3.2.1 Dupla frequência de operação com os mesmos planos de polarização

Patch retangular, modelo 1:

Sabe-se que quando se insere uma fenda no *patch* radiante de uma antena, mais modos ressonantes podem ser obtidos. Além disso, as duas frequências operacionais têm os mesmos planos de polarização e padrões de radiação, com uma relação de frequência geralmente na faixa de 1,6 a 2,0 GHz para o caso de alimentação com cabo coaxial com ponta de prova. Quando os *slots* são embutidos próximos das bordas radiantes do *patch*, em vez das bordas não radiantes e substituindo os *slots* estreitos por slots corretamente inclinados (veja a Figura 26), pode-se obter a dupla frequência de operação na faixa de 1.29 a 1.6, diferente da configuração original da antena, antes de inserir a fenda inclinada.

Figura 26 – Geometria de uma antena microstrip retangular operando em banda dupla.



Fonte: (WANG, 1995).

Considerando a geometria mostrada na Figura 26 o *patch* retangular tem área $L \times W$ e é impresso em um substrato de espessura h e permissividade relativa ϵ_r . As fendas embutidas com um ângulo de inclinação α são colocadas perto da área não-radiantes do *patch* e tem uma largura de 1 mm e um

comprimento de $l_s + l_{bs}$ onde l_s é o comprimento da seção da fenda paralela a borda do *patch* e l_{bs} é o comprimento da fenda inclinada, determinada por:

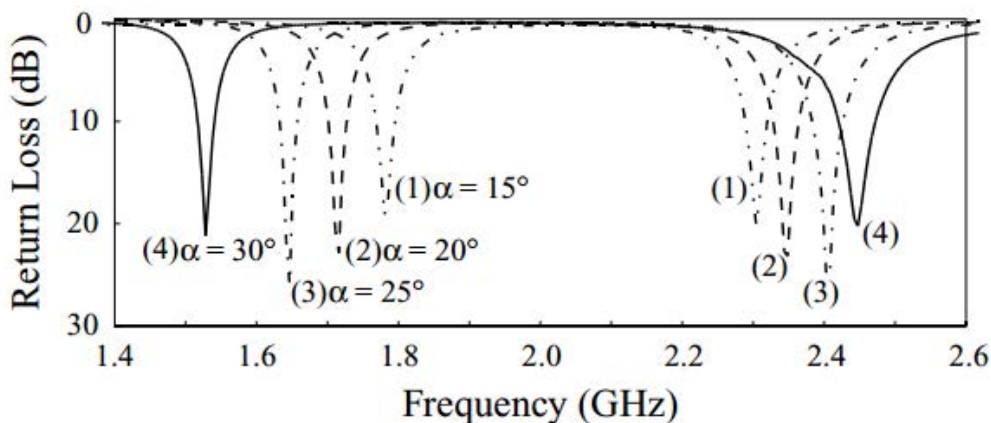
$$l_{bs} = \frac{(l - l_s - 2d_w)}{\cos \alpha} \quad (3.1)$$

A distância da fenda curvada para as bordas riantes e não-riantes foram ajustadas para 1mm. Um bom casamento de impedância foi obtido utilizando uma alimentação por cabo coaxial com ponta de prova.

Foi observado que com as fendas curvadas introduzidas no *patch* o modo ressonante TM_{10} da antena sem *slots* inclinados foi perturbado e sua frequência ressonante abaixou com o aumento do ângulo α . Além disso um outro modo ressonante foi observado entre os modos TM_{10} e TM_{20} . Quando α é pequeno, esse novo modo possui uma densidade de corrente de superfície excitada nula perto do centro do *patch*, com a densidade da superfície aumentada ligeiramente para as bordas riantes (WANG, 1995). Nesta condição, o novo modo de ressonância possui uma baixa eficiência de radiação e não é adequado para aplicações de radiação. No entanto, quando o ângulo de inclinação α está dentro da faixa de 15° - 30° , o ponto de corrente nula deste novo modo se move próximo a borda radiante no lado da fenda curvada e a distribuição de corrente na porção central do *patch* torna-se uniformemente distribuída, o que torna a eficiência de radiação do novo modo quase tão boa quanto a do modo TM_{10} . Vamos chamar este novo modo de TM_{x0} . Devido a distribuição de corrente similar entre os modos TM_{10} e TM_{x0} na parte central do *patch*, espera-se que os dois tenham os mesmos planos de polarização e padrões de radiação similares, sendo que ambos podem ser excitados por uma alimentação única de cabo coaxial com um bom casamento de impedância.

Na Figura 27 a seguir é mostrado a perda de retorno para a antena discutida.

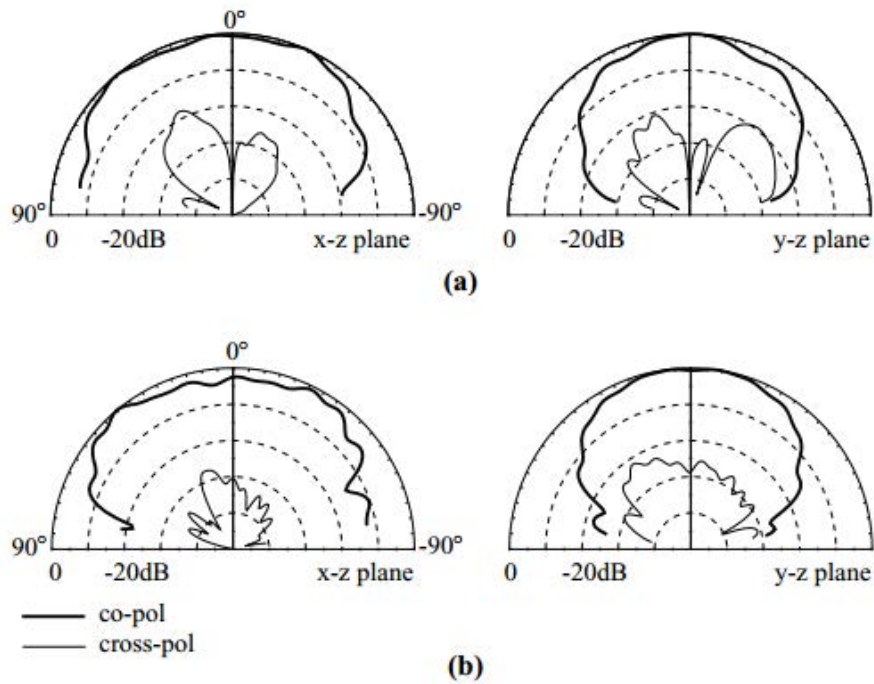
Figura 27 – Perda de retorno para a antena mostra na Figura 26.



Fonte: (WANG, 1995).

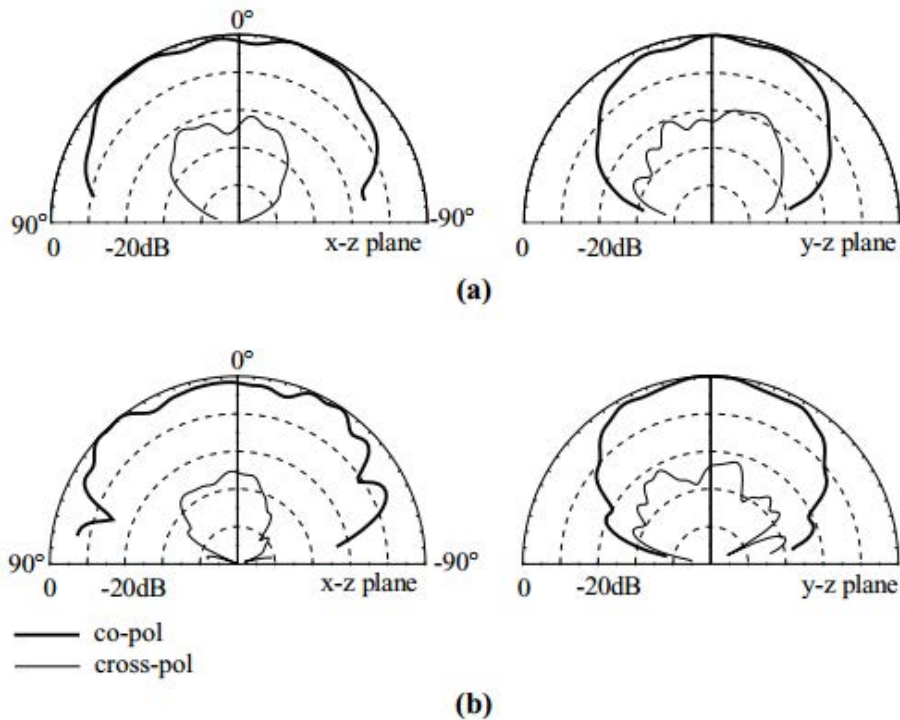
Verifica-se que com a diminuição do ângulo de inclinação da fenda que foi inserida, as duas frequências são deslocadas mais próximas umas das outras, o que resulta em uma relação de frequência mais baixa. Para o presente estudo, a relação de frequência pode ser ajustada de 1,29 para 1,60 variando o ângulo de inclinação. Os padrões de radiação da antena para $\alpha = 15^\circ$ e 30° são mostrados na Figura 28 e Figura 29 abaixo, respectivamente:

Figura 28 – Diagrama de radiação para $\alpha = 15^\circ$ para (a) $f = 1780MHz$ e (b) $f = 2304MHz$.



Fonte: (WANG, 1995).

Figura 29 – Diagrama de radiação para $\alpha = 30^\circ$ para (a) $f = 1528MHz$ e (b) $f = 2448MHz$.



Fonte:(WANG, 1995).

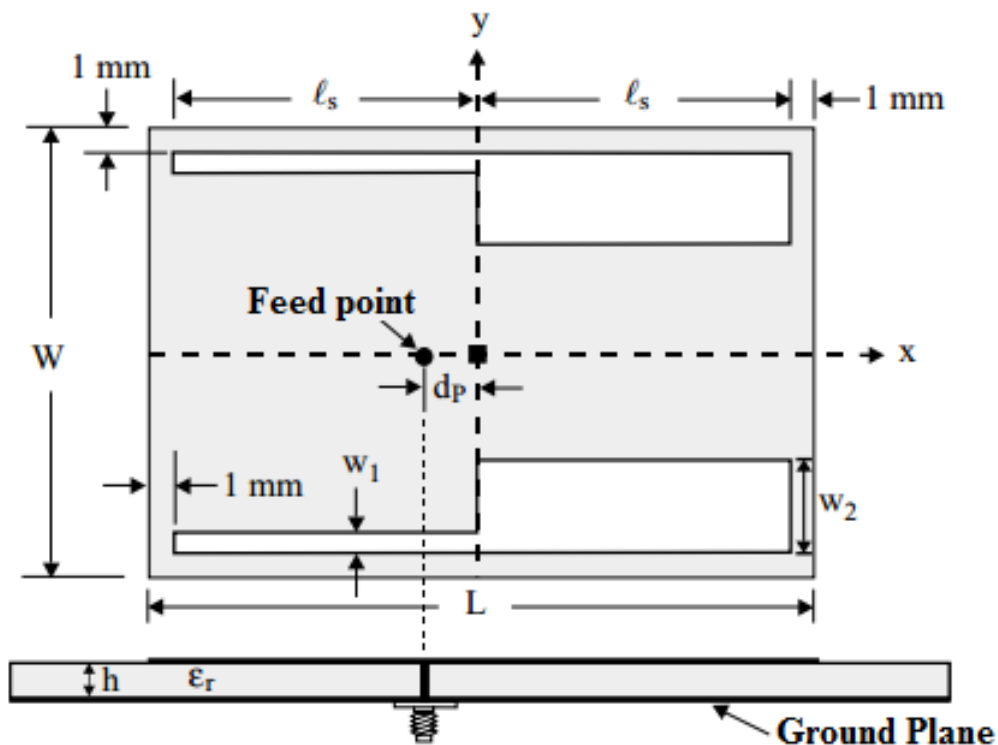
Observa-se que ambos os modos operacionais possuem aproximadamente os mesmos diagramas de radiação, planos de polarização e polarização cruzada inferior a cerca de -20 dB. Polarização cruzada ou *cross-polarization*, significa que um modo tem a polarização ortogonal em relação ao outro. Existe

também a co-polarização, onde a polarização dos modos seriam iguais. A diferença do ganho da antena na direção das bordas para duas frequências é estimada para variar dentro de $0 - 3dBi$, dependendo do ângulo da inclinação da fenda.

Patch retangular, modelo 2:

Neste modelo a configuração da antena será trocada, foram inseridas fendas de formas e dimensões diferentes e mesmo assim mostra-se que é possível a formação de dupla frequência de operação. Neste caso as fendas são colocadas perto das bordas não radiantes do *patch* e têm diferentes larguras w_1 e w_2 como ilustrado na Figura 30 . As duas seções de diferentes larguras são projetadas para ter o mesmo comprimento l_s . O espaçamento das fendas das bordas radiantes (na direção de y) e não-radiante (na direção de x) são definidos como sendo de 1 mm. Ao variar a relação de w_2/w_1 , a razão entre as duas frequências de operação pode ser variada, resultando em uma relação de frequência ajustável para a antena.

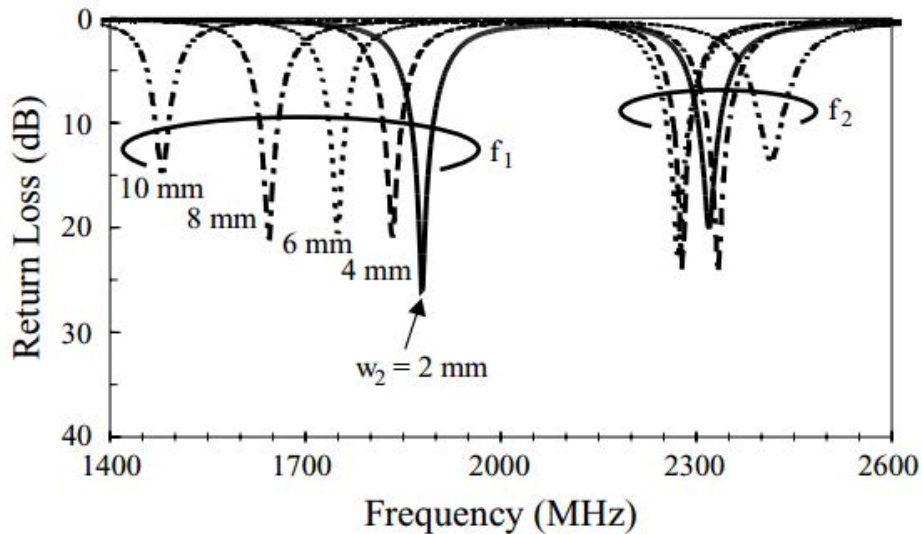
Figura 30 – Nova geometria de uma antena microstrip retangular que opera em banda dupla.



Fonte: (WANG, 1995).

As medidas típicas de perda de retorno para esta antena são mostradas na Figura 31. Neste caso pode-se observar que a largura da seção mais estreita w_1 é fixa e a largura da seção mais larga w_2 é variada, o que resulta em diferentes razões para as fendas inseridas no *patch*. Verifica-se claramente que, com o aumento da razão de w_2/w_1 , a menor frequência de operação f_1 é significativamente diminuída. Por outro lado, a frequência mais alta f_2 é ligeiramente variada, o que fornece uma relação de frequência ajustável variando de cerca de 1,23 a 1,63, o que está próximo da antena mostrada na Figura 26, discutida anteriormente.

Figura 31 – Perda de retorno para a Figura 30.



Fonte: (WANG, 1995).

Patch retangular, modelo 3: Por fim, será apresentado uma configuração de antena com a inserção das linhas espúrias (do inglês "Spurious Lines"), que são como linhas parasitas. Além destas linhas, cargas reativas (do inglês "Reactive loading") também são integradas, como mostra a Figura 32:

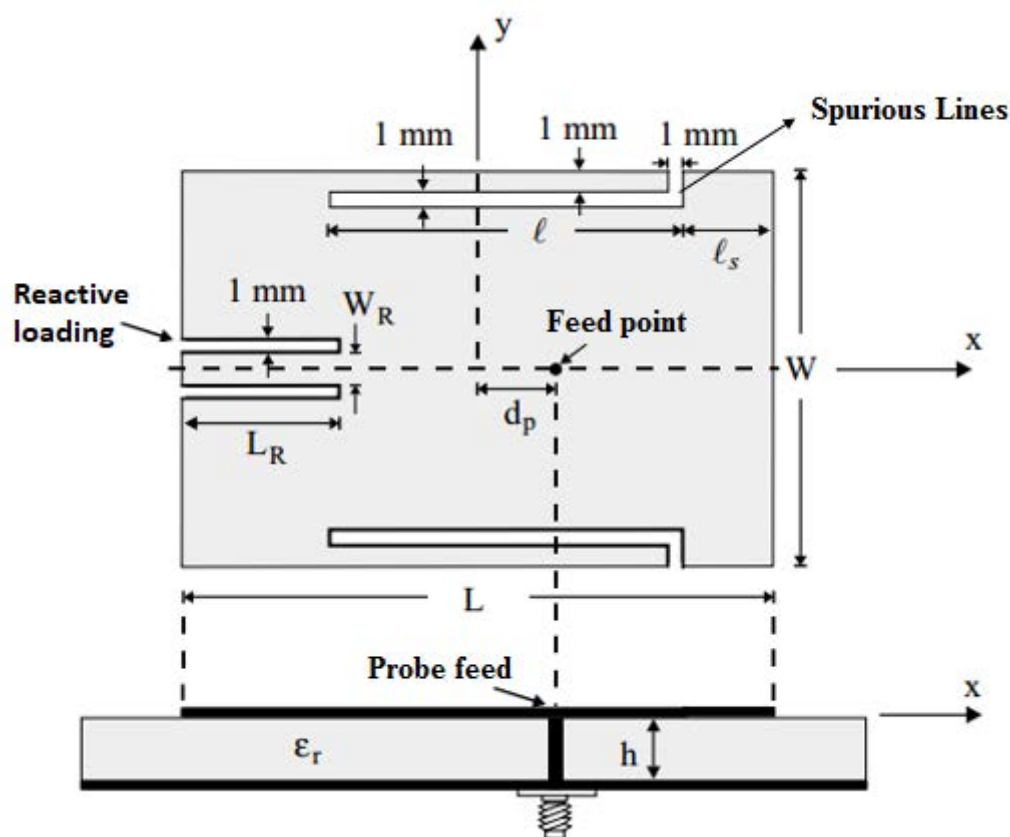
As linhas espúrias estão nas bordas não-radiantes do *patch* e a carga reativa integrada é formada por uma seção de linha de *microstrip* e é inserida na borda radiante do *patch*. Nesta nova configuração um novo modo ressonante com sua frequência de ressonância menor que a do TM_{10} pode ser excitado. Essa característica é diferente da observada para o caso das antenas da Figura 26 e Figura 30 onde as frequências de ressonância do novo modo excitado é maior que a do modo TM_{10} . Este novo modo ressonante é caracterizado pelo modo TM_{y0} que tem o mesmo plano de polarização que o modo TM_{10} .

A frequência de ressonância do modo TM_{y0} é fortemente dependente do comprimento da linha espúria. Por outro lado, uma vez que as linhas de espúrio adicionadas são orientadas paralelamente às bordas do *patch*, espera-se um efeito muito pequeno sobre o desempenho do modo TM_{10} ou seja, a frequência de ressonância f_{10} será ligeiramente afetada pela perturbação da linha espúrias. Os diferentes efeitos das linhas espúrias nos modos TM_{y0} e TM_{10} tornam a razão de frequência das duas frequências operacionais sintonizáveis.

No entanto, sem a seção de linha de *microstrip* inserida como uma carga reativa integrada, é difícil obter um bom casamento de impedância dos modos TM_{y0} e TM_{10} usando uma única alimentação de cabo coaxial com ponta de prova.

A Figura 33 mostra a perda de retorno para as duas frequências de operação $f_1 = f_{y0}$ e $f_2 = f_{10}$, que são as duas primeiras frequências de ressonância da antena. Nota-se que os parâmetros da antena estudados aqui fornecem uma frequência de ressonância fundamental em cerca de 1900 MHz para o caso de uma antena de *microstrip* retangular simples. Os resultados mostram que, ao aumentar o comprimento da linha espúria, a frequência mais baixa f_1 é diminuída e é inferior a 1900 MHz. Por outro lado, a frequência mais alta f_2 é ligeiramente afetada pela variação do comprimento da linha espúria e é aproximadamente a mesma que a frequência f_{10} de uma antena retangular de *microstrip*

Figura 32 – Nova geometria de uma antena *microstrip* retangular que opera em banda dupla com linhas espúrias e cargas reativas integradas.



Fonte: (WANG, 1995).

simples. Ao variar o comprimento da linha do espúrio, esta nova configuração possui uma faixa de frequência ajustável de cerca de 1,1 a 1,6. Os padrões de radiação nas duas frequências de operação para os casos com $l = 24$ e $l = 33$ mm também foram mostrados. As duas frequências de operação têm os mesmos planos de polarização e características similares de radiação.

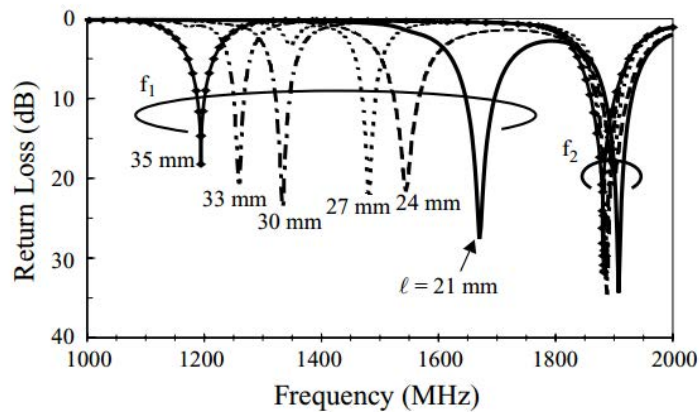
Com esses três modelos apresentados, pode-se concluir que é possível gerar dupla frequência de operação, além da possibilidade de deslocar a frequência em que se quer operar, apenas com inserção de fendas e linhas espúrias. É importante destacar que, neste modelo gerou-se dupla frequência, mas as mesmas técnicas se aplicam quando se quer gerar mais bandas de operação, no caso de uma operação em multibanda.

3.2.2 Dupla frequência de operação com planos de polarização ortogonais:

Patch retangular simples:

Inicialmente, será apresentado uma antena *patch* retangular comum, com apenas uma camada e com alimentação única de *microstrip* para tentar chegar a dupla frequência de operação. Neste projeto, a existência da banda dupla é determinada pelas dimensões da antena *patch* retangular, permissividade do substrato e a posição da alimentação, de modo que os modos TM_{01} e TM_{10} são excitados, respectivamente, na primeira e na segunda frequência de ressonância. A Figura 34 a seguir ilustra a antena *patch* retangular utilizada, a qual possui área $L \times W$ e espessura de substrato h .

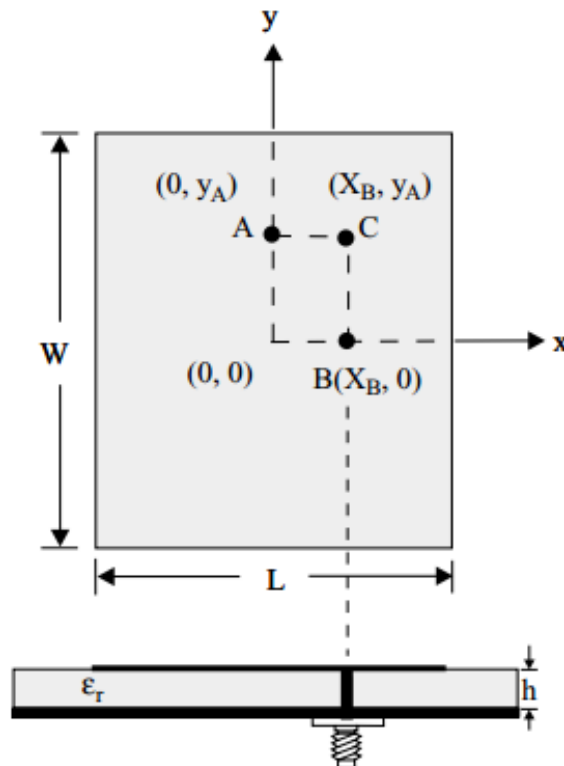
Figura 33 – Perda de retorno para a Figura 32.



Fonte: (WANG, 1995).

Baseado no modelo de cavidade, pode-se encontrar a frequência de ressonância através da seguinte equação (WANG, 1995):

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad (3.2)$$

Figura 34 – Geometria da *patch* retangular utilizada.

Fonte: (WANG, 1995).

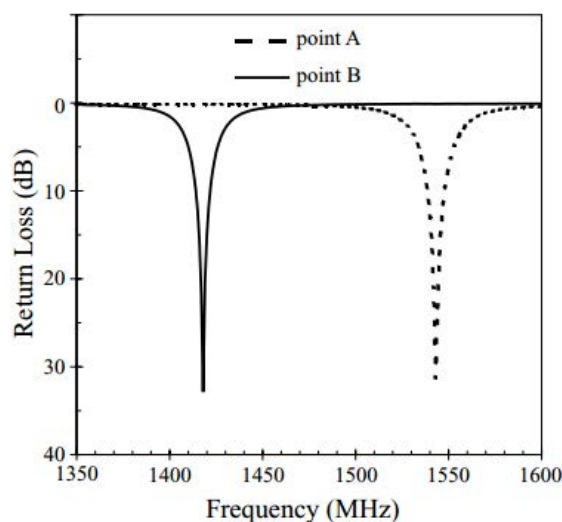
As frequências ressonantes f_{01} e f_{10} dependem de W e L , respectivamente. Escolhendo o ponto de alimentação A , pode-se excitar o *patch* apenas no modo TM_{01} . Para este caso, a excitação de TM_{m0} , para $m = 1, 3, 5, \dots$ é eliminada. Por outro lado, quando se escolhe a posição de alimentação em B , o

modo TM_{10} pode ser excitado sem que o modo TM_{0n} seja excitado, para $n = 1, 3, 5, \dots$

Considerando a impedância de entrada de 50Ω nas posições A para o modo TM_{01} e posição B para o modo TM_{10} , consegue-se obter dupla frequência de operação quando o *patch* é excitado no ponto C. Uma antena com frequência de operação entre 1.42 e 1.54 GHz foi considerada (WANG, 1995). Para tal, considerou-se $h = 0.762mm$ e a permissividade relativa de 3. Para operar em 1.42 e 1.54 GHz, as dimensões $W = 60.6mm$ e $L = 55.5mm$ foram escolhidas. A partir disso, varia-se as dimensões no eixo x e y, até se obter a impedância de entrada de 50Ω , para ambos os modos.

Os resultados da perda de retorno foram plotados na Figura 35 e Figura 36. Pode-se observar facilmente na Figura 35, para os pontos de alimentação A e B, apenas um modo de excitação na banda de interesse foi observado, já para a Figura 36 pode-se observar duas frequências de ressonância foram observadas em 1.42 e 1.54 GHz, com uma boa condição de casamento de impedância. Resultados teóricos utilizando o modelo de cavidade foram plotados no caso Figura 36 a título de comparação, e pode ser visto que foi obtido um resultado prático muito próximo do teórico.

Figura 35 – Perda de retorno para a alimentação em A e B .



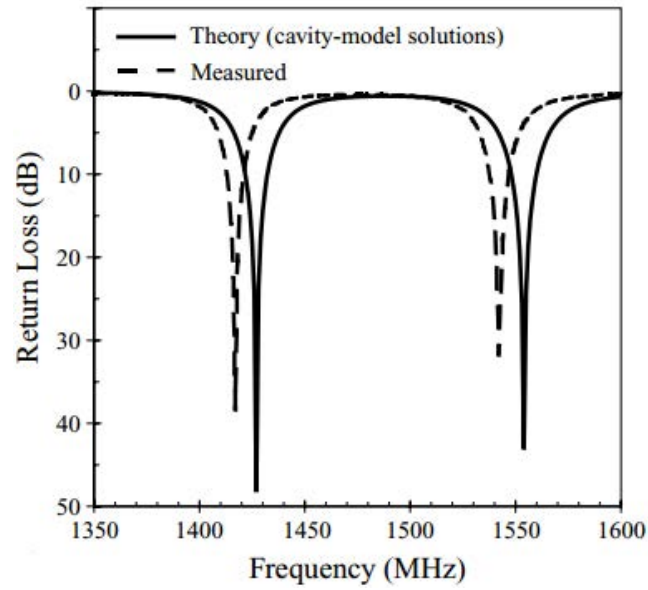
Fonte: (WANG, 1995).

Patch quadrada com fendas:

A partir de um *patch* quadrada com fendas, a dupla frequência de operação será mostrada. A Figura 37 e a Figura 38 mostram a geometria da antena *patch* quadrada de frequência dupla com uma e duas fendas.

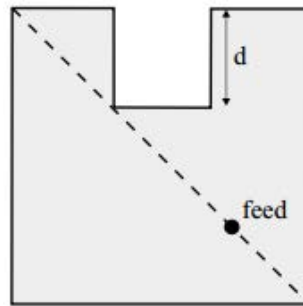
Para o primeiro caso onde se tem apenas uma fenda, a excitação das duas primeiras frequências de ressonância da antena usando uma alimentação por cabo coaxial com ponta de prova colocada ao longo da linha diagonal do *patch* foi alcançada. Observou-se que, com o aumento da profundidade da fenda d , pode ser obtida uma relação de frequência maior (cerca de 1,4) entre as duas frequências de operação. Os planos de polarização das duas frequências são perpendiculares entre si. Para o caso onde se tem duas fendas, a dupla frequência de operação foi obtida usando uma alimentação por abertura. As primeiras duas frequências de ressonância f_{10} e f_{01} da antena foram excitadas com sucesso e foram obtidas frequências dupla operação com planos de polarização ortogonal. Portanto, a partir do conteúdo mostrado acima, podemos observar que se pode gerar uma dupla frequência de

Figura 36 – Perda de retorno para a alimentação em C.



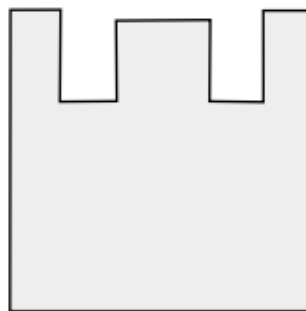
Fonte: (WANG, 1995).

Figura 37 – Geometria da antenas com uma fenda.



Fonte: (WANG, 1995).

Figura 38 – Geometria da antena com duas fendas.



Fonte: (WANG, 1995)

operação tanto com um *patch* comum sem as fendas como com um *patch* que apresenta uma ou duas fendas.

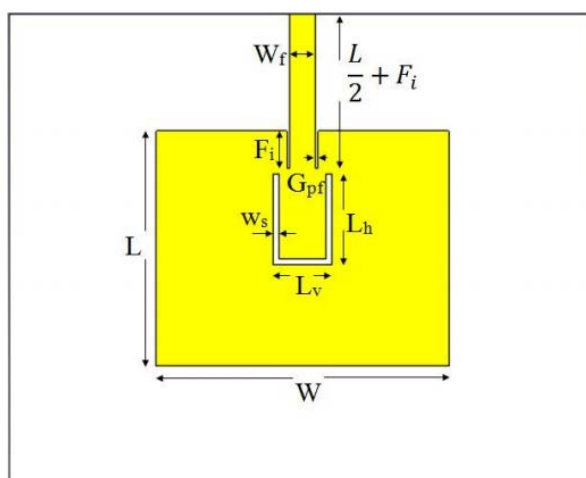
3.3 ANTENA DE MICROLINHA MULTIBANDA COM FENDA EM U

Como já foi dito no início deste capítulo as antenas multibanda estão, cada vez, mais sendo demandadas no mercado. Um grande exemplo são os novos roteadores que já são comercializados no Brasil. Alguns deles já operam em dupla frequência, no caso em 2.4 GHz e 5.1 GHz.

As antenas *microstrip* retangulares de banda dupla ou multibanda são feitas através de cortes em forma de U (GUO Y., 1998; HABIB, 2015), H (KUMAR, 2016; MUNIR, 2015), T (KIM J., 2013; NANDEL, 2014), entre outros. Esta técnica de projeto para antenas multibanda envolve o corte de diferentes formatos em posições apropriadas dentro do *patch* retangular. A partir do momento que os slots são cortados dentro da antena *microstrip*, eles não alteram a dimensão do *patch* nem afetam significativamente o padrão de radiação da antena. Quando as ranhuras são cortadas muito próximas da borda radiante da antena *microstrip*, geram uma alteração na frequência de ressonância do modo de terceira ordem do *patch* e juntamente com o modo fundamental resultam em uma resposta de antena multibanda (WANG, 1995).

A antena proposta é projetada a partir de um corte feito em seu *patch* no formato de U, como mostrado no modelo da Figura 39, onde a parte em amarelo representa o *patch* e a parte em branco o substrato.

Figura 39 – Modelo da antena *patch*.



Fonte: (HABIB, 2015) .

Vamos simular uma antena para operar em banda tripla, com frequências ressonantes de 1.8, 2.4, 5.2 GHz. Para o começo do projeto desta antena, é necessário recorrer as equações (2.47)–(2.52) da Seção 1.8, para o cálculo das dimensões da antena. A partir das equações citadas anteriormente, determinamos as dimensões da antena, que serão mostradas na Tabela 2:

Onde L_s e W_s são as dimensões do substrato. É importante destacar que as dimensões da abertura em U foram feitas com base no artigo (HABIB, 2015), onde através de análises paramétricas o autor chegou a melhor dimensão da fenda, que é a que esta sendo usada nesta antena.

A figura Figura 40 a seguir ilustra a antena projetada com a fenda em U, vista de cima. A parte em verde é *patch*, a parte cinza é o substrato e o amarelo é o conector SMA que foi introduzido.

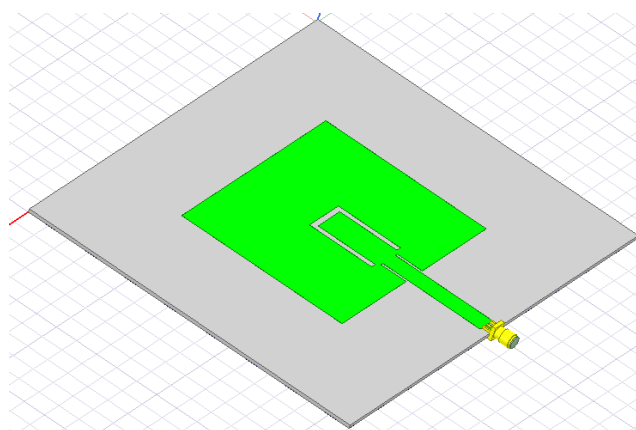
Desempenho da antena:

Tabela 2 – Dimensões do modelo da antena patch utilizada

Dimensões	Medida [mm]
L_s	160
W_s	200
L_p	80
W_p	100
L_h	31
L_v	20
W_s	12.36
G_{pf}	1.25
F_i	12.5
W_f	8.7

Fonte: Autoria própria.

Figura 40 – Antena multibanda com fenda em U.



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

Encontradas todas as dimensões, o próximo passo consiste em simular o comportamento eletromagnético da antena e analisar os resultados para tal antena.

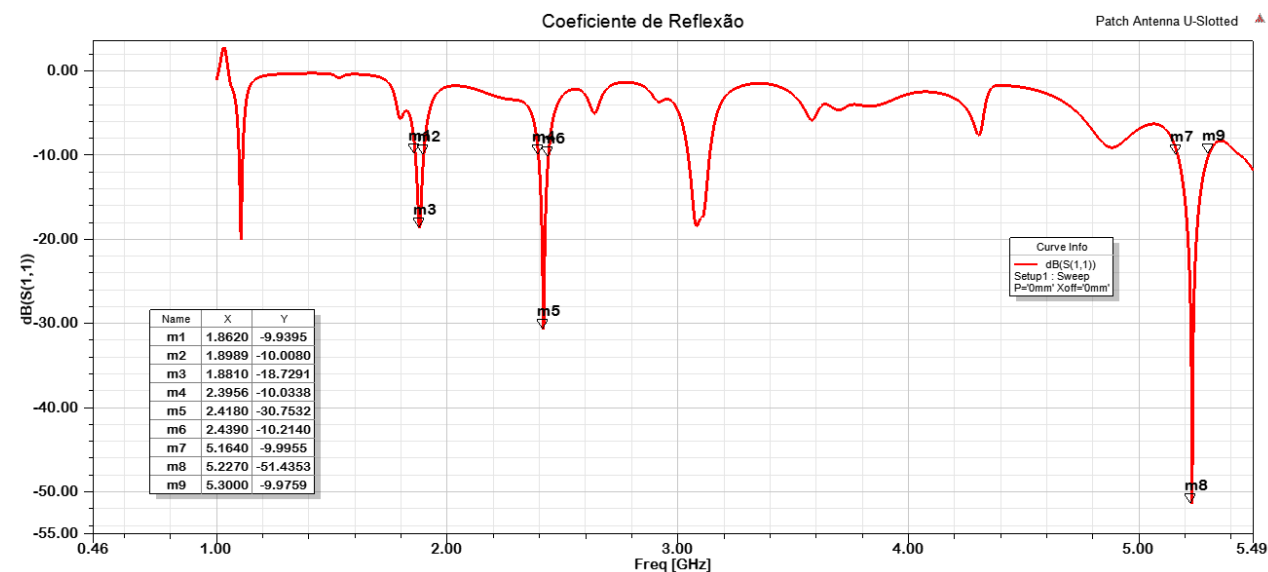
3.3.1 Coeficiente de Reflexão

Nesta seção será feita uma discussão dos resultados obtidos seguindo o modelo da Figura 39. Para se observar o coeficiente de reflexão da antena foi plotado o parâmetro $|S_{11}|$ em função da frequência. De acordo com a Figura 41 plotada pode-se notar que conseguiu-se obter sucesso no projeto, dado que o objetivo era frequências ressonantes em 1.8, 2.4, 5.2GHz, com aproximadamente 18, 30, 50 dB de Coeficiente de Reflexão respectivamente. Pode-se notar a formação de uma outra frequência de ressonância em 1.10 GHz aproximadamente, mas esta não vem ao caso.

3.3.2 Impedância

A Figura 42 nos traz basicamente o parâmetro $re(Z(1, 1))$, que representa a parte real da impedância, em função da frequência. Com ele podemos observar se o casamento de impedância da antena foi bem projetado. Neste caso, a antena foi projetada para 50Ω . Pode-se notar que a antena esta bem

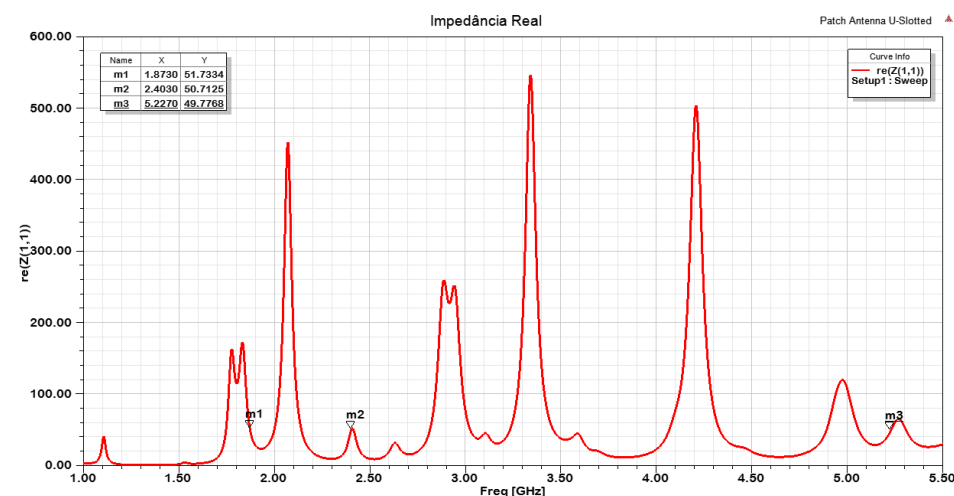
Figura 41 – Coeficiente de Reflexão.



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

casada para ambas as frequências de operação, visto que para a frequência de 1.8 GHz temos 51.7Ω , para 2.4 GHz temos 50.5Ω e para 5GHz temos 49.8Ω .

Figura 42 – Impedância para parte real.

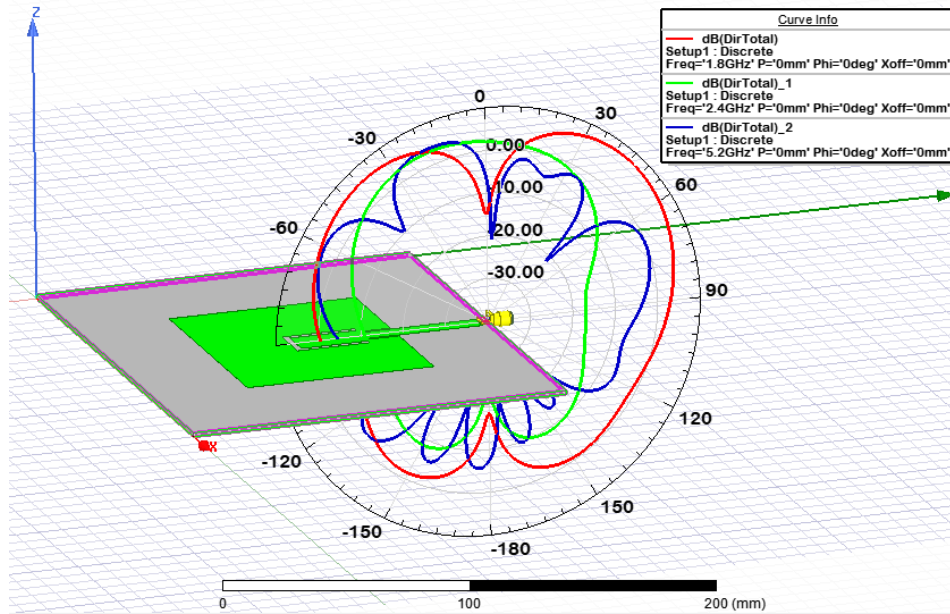


Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

3.3.3 Diagrama de Radiação 2D

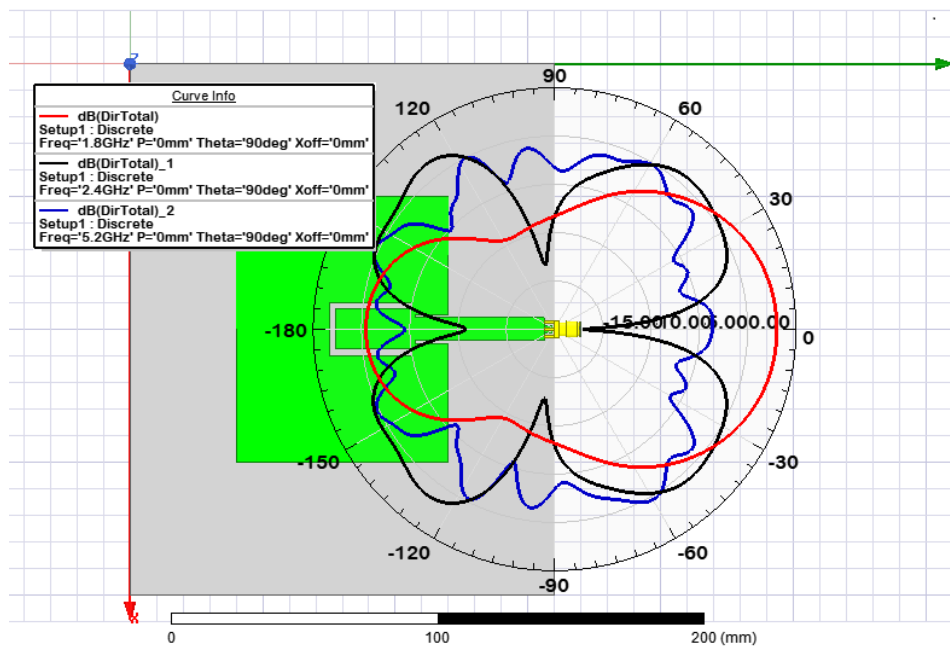
No Diagrama de Radiação mostrado na Figura 43 temos os *plots* para as frequências de 1.8 GHz em vermelho, 2.4 GHz em verde e 5.2 GHz em azul, ambas para o plano $E(\phi = 0)$. Na Figura 44 foram plotados os diagramas de radiação da diretividade total para plano $H(\theta = 90)$, onde a frequência de 1.8 GHz está em vermelho, 2.4 GHz está em preto e 5.2 GHz em azul. Para facilitar a visão dos planos este diagrama foi sobreposto sobre a antena.

Figura 43 – Diagrama de Radiação 2D do plano E para as 3 frequências de operação.



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

Figura 44 – Diagrama de Radiação 2D do plano H para as 3 frequências de operação.



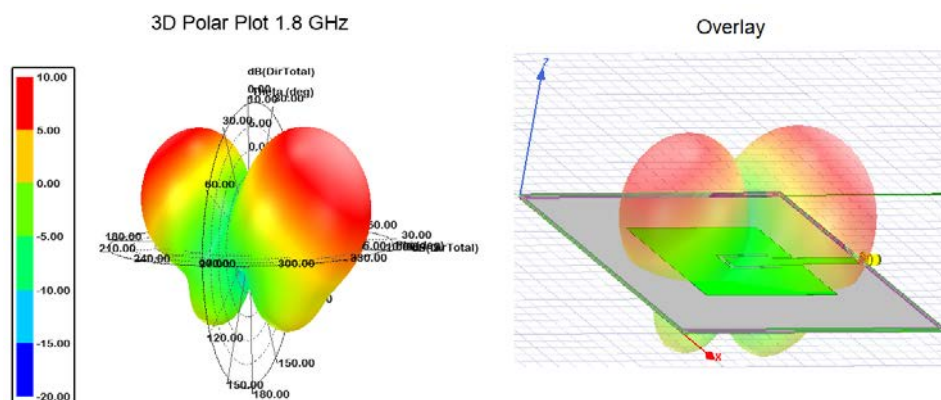
Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

3.3.4 Diagrama de Radiação 3D

No diagrama em 3D é possível se ter uma visão melhor de todos os lobos e da diretividade da antena. É possível observar tanto na frequência de 1.8, 2.4 ou na de 5.2 GHz que não existe a formação de um lóbulo principal. Podem ser observados os lóbulos laterais e a formação dos nulos, que são causados pela excitação de modos de maior ordem. Estes modos de maior ordem aumentam a medida que a frequência de ressonância da antena aumenta. É importante destacar que quando se projeta uma antena *patch* não se tem muito controle do diagrama de radiação, ou seja, quando foi inserida a

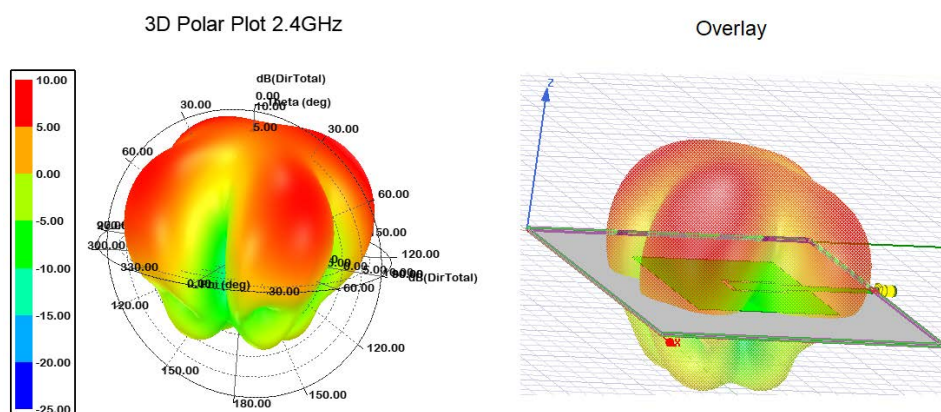
fenda, não havia preocupação do que essa fenda iria causar no diagrama. A princípio um diagrama de radiação de uma antena sem fendas pode ser visto na Figura 22 do Capítulo 2. A Figura 45, Figura 46 e a Figura 47 mostram os diagramas para ambas as frequências junto com uma sobreposição (Overlay) do diagrama sobre a estrutura da antena para que se possa ter melhor visão dos planos.

Figura 45 – Diagrama de Radiação 3D e Overlay sobre a antena para 1.8 GHz.



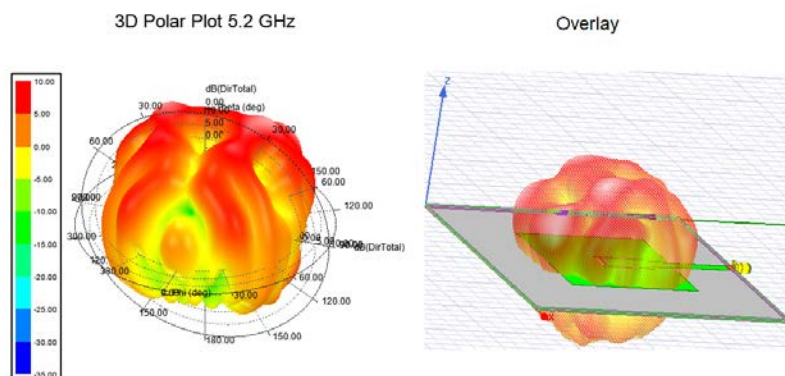
Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

Figura 46 – Diagrama de Radiação 3D e Overlay sobre a antena para 2.4 GHz.



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

Figura 47 – Diagrama de Radiação 3D e Overlay sobre a antena para 5.2 GHz.

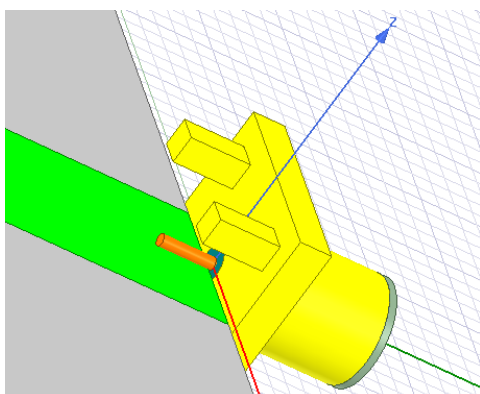


Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

3.3.5 Conector SMA

Os conectores SMA (do inglês "*Subminiature version A*") em geral apresentam impedância de entrada de 50Ω . São dispositivos oferecem excelente desempenho elétrico para frequências de até 26,5 GHz e excelente durabilidade mecânica. Os conectores SMA possuem construção em aço inoxidável ou em latão, que oferece alto desempenho em um design compacto, como o de uma antena *microstrip* (SHOWMECABLES, 2015). Para tornar as simulações mais próximas da realidade foi inserido e simulado um conector SMA na alimentação da antena. Inicialmente, em nosso projeto, foi inserido o conector SMA diretamente na linha de microfitas da antena como mostra a Figura 48. A transição, sem a otimização da região de transição, apresentava um descasamento de impedância. Além disso, com essa configuração, foi observado que o coeficiente de reflexão da antena não apresentava bom desempenho.

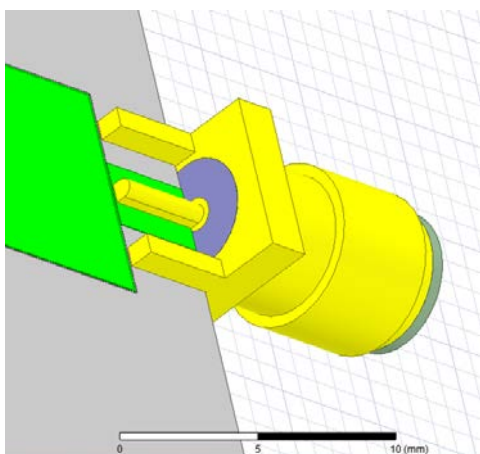
Figura 48 – Conector SMA com transição não otimizada



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

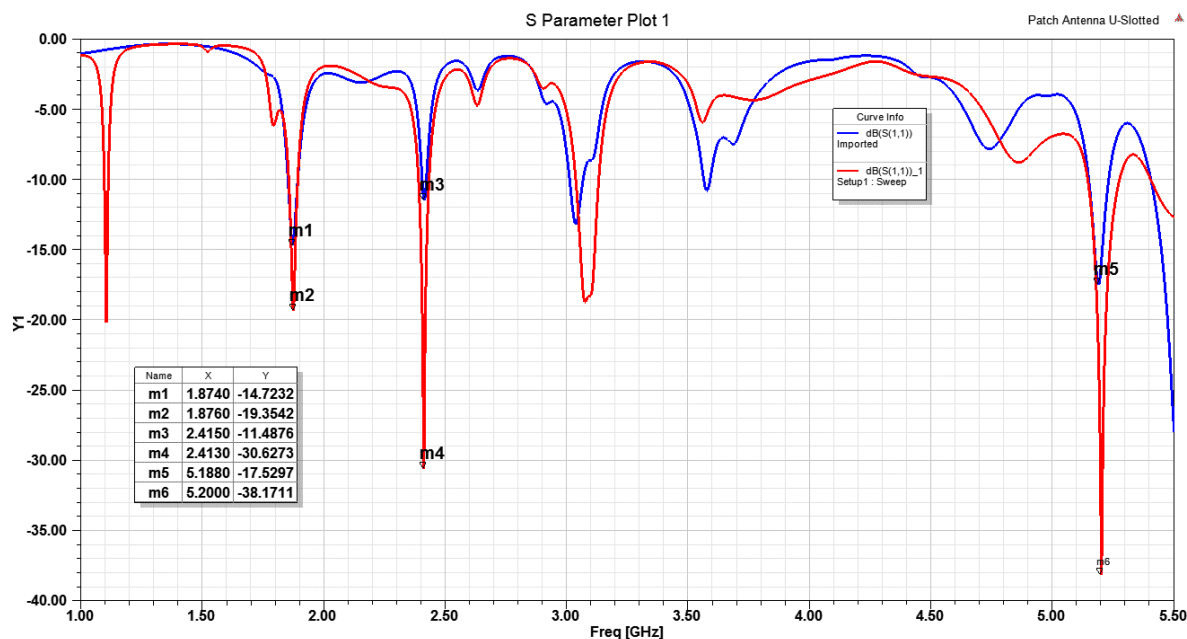
Uma solução encontrada para este problema foi otimizar a transição da linha de microfitas para o conector SMA. Esta otimização foi feita através de análises paramétricas, onde foi modificada e analisada a largura da linha de microfitas, para que houvesse o casamento de impedância entre a linha e o conector. A linha de microfitas otimizada é mostrada na Figura 49.

Figura 49 – Conector SMA com transição otimizada



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

Figura 50 – Coeficiente de Reflexão com a transição otimizada



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

Para se ter uma melhor análise dos resultados, na Figura 50 é mostrada uma comparação da antena com SMA com a transição otimizada (em vermelho) e com a transição não otimizada (em azul). Pode-se notar que há uma grande diferença em termos do coeficiente de reflexão, por exemplo, para a banda de 2.4 GHz anteriormente tinha-se -11dB de coeficiente de reflexão, e depois da otimização foi obtido praticamente o triplo, chegando a -30 dB. Portanto pode-se dizer que a otimização desta transição é muito importante para obter bons resultados.

3.3.6 Otimizando o tamanho da antena

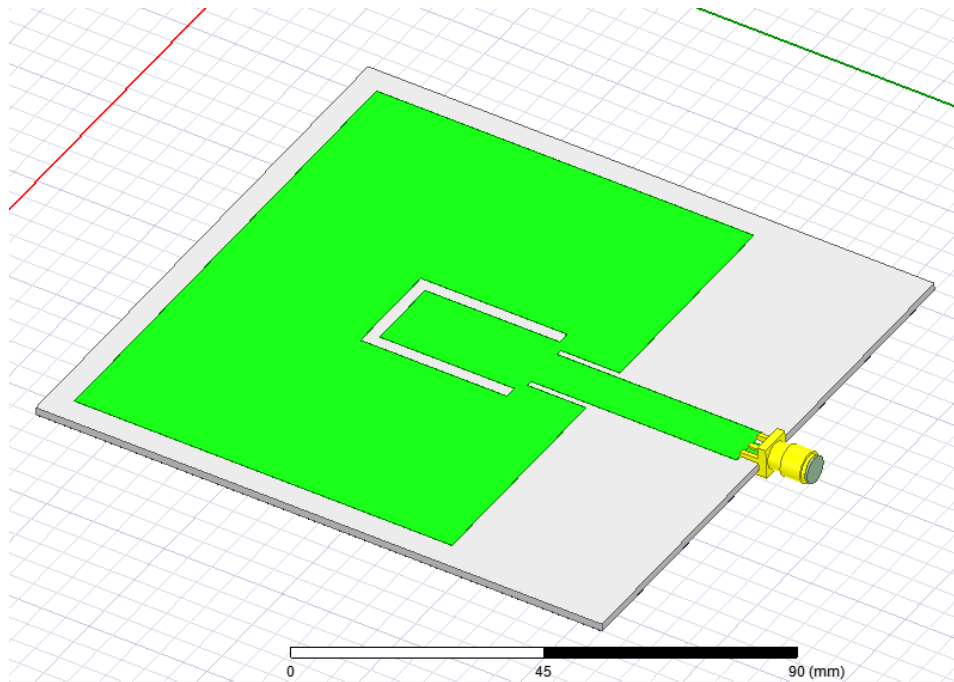
Esta seção foi criada com intuito de mostrar que as dimensões da antena podem ser reduzidas ainda mais sem ter prejuízo em seus resultados. No projeto original tem-se uma antena com um substrato de dimensões 200mmx160mm. A partir disso, foi feito um corte no substrato da antena, onde ele passou a ter 110mmx120mm, ou seja, conseguiu-se uma redução 40% o comprimento da antena e 31% na largura. Além das área da antena, consegui-se reduzir também a linha de alimentação em 5mm.

Tais reduções foram feitas com bases em análises paramétricas, onde se pode acompanhar a mudança que ela causa nos parâmetros da antena, como na perda de retorno e impedância. A Figura 51 a seguir mostra a antena com uma vista superior, mostrando que o substrato e sua linha de alimentação foram reduzidos. Pode-se observar uma economia de material considerável, levando a redução do custo de produção da antena. Quanto maior a antena for, mais tempo de utilização das ferramentas e isto implica em custo, pois tais equipamentos tem um preço alto.

A Figura 52 mostra o coeficiente da reflexão da antena quando seu substrato foi reduzido. É possível notar que não houve grandes mudanças, o que mostra que a antena pode ser reduzida sem ter prejuízos em seu coeficiente de reflexão.

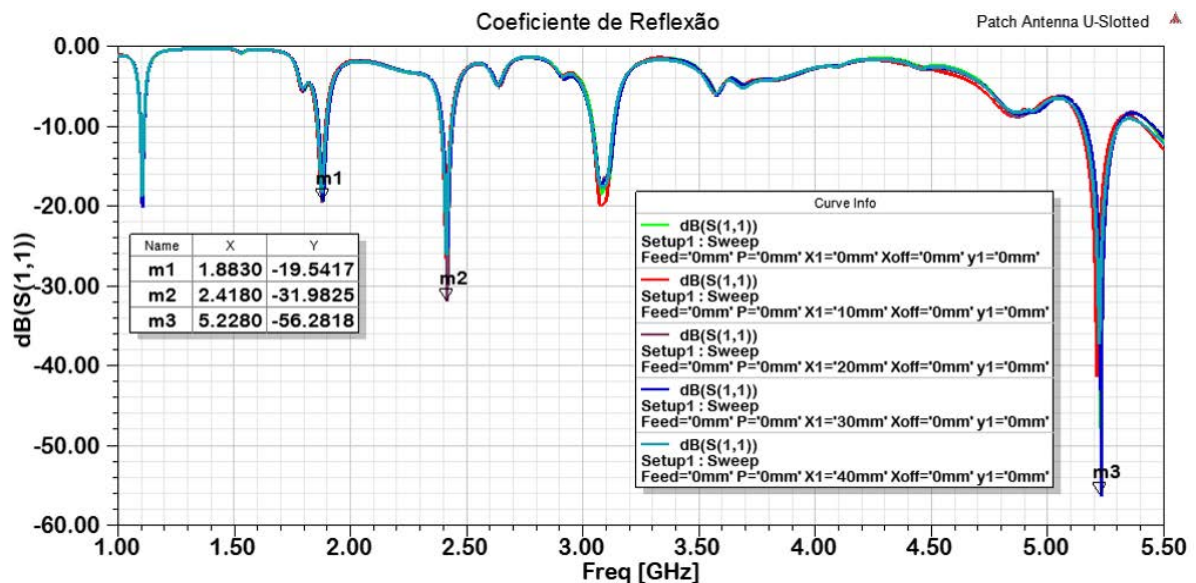
Já na Figura 53 é mostrado gráfico de coeficiente de reflexão de quando foi reduzida a linha de

Figura 51 – Antena *patch* retangular com tamanho do substrato reduzido.



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

Figura 52 – Antena *patch* retangular com tamanho do substrato reduzido.

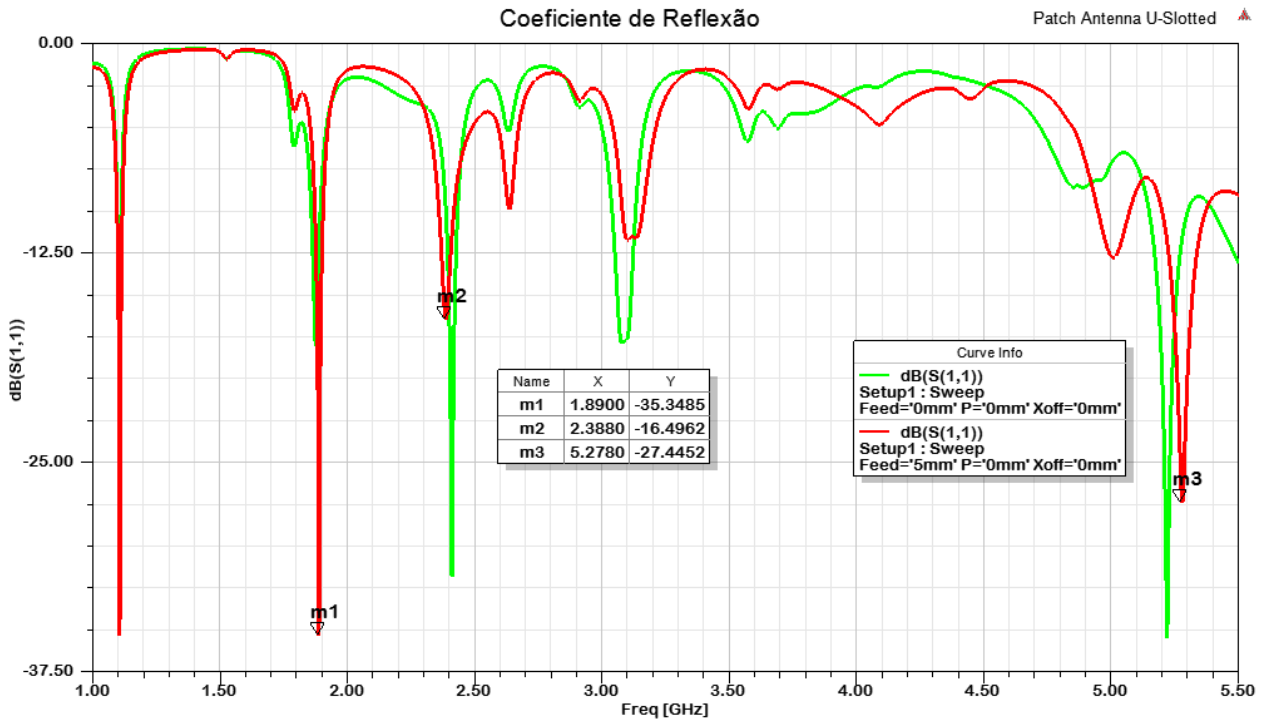


Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

alimentação por *microstrip* da antena. Observando as legendas é possível notar que reduzindo a linha de alimentação em 5mm (linha vermelha), para o caso de 1.8GHz obteve-se um resultado até melhor do que na antena original, por outro lado para 2.4 GHz, não ocorreu o mesmo, visto que tivemos uma diminuição no coeficiente de reflexão. Em 5 GHz a curva em vermelho foi um pouco menor do que a verde (antena original), mas não teve uma redução tão drástica quanto em 2.4 GHz.

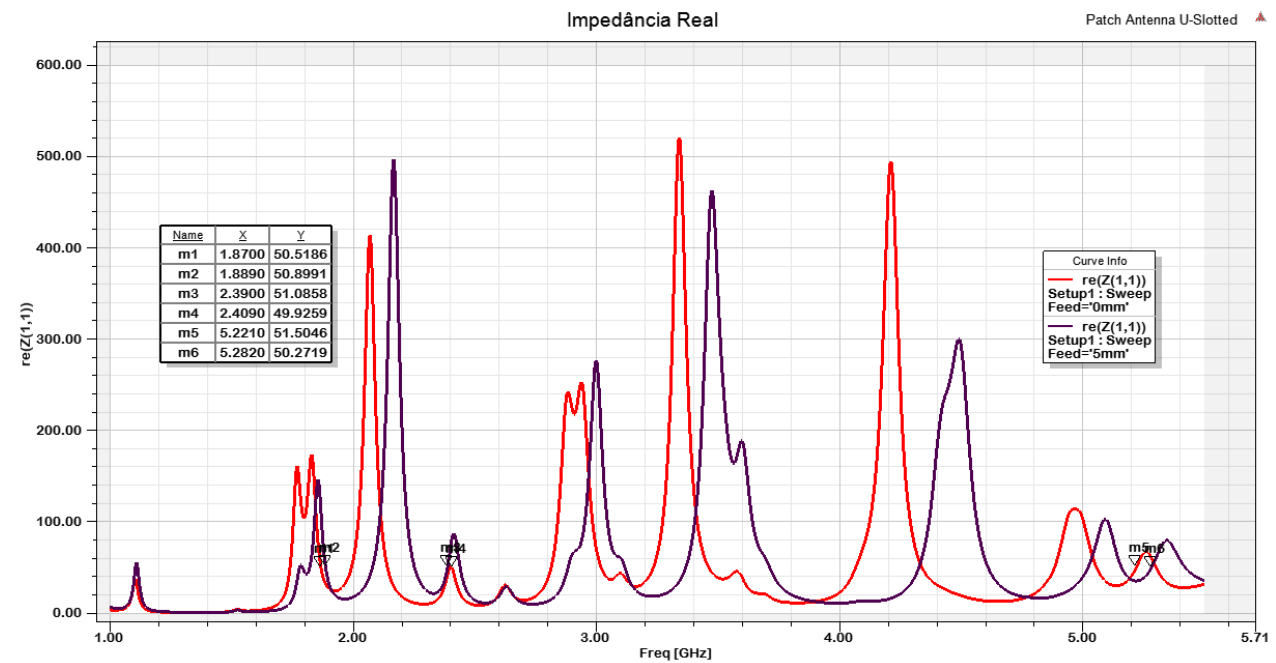
A Figura 54 mostra como foi o comportamento da impedância após as mudanças feitas na estrutura da antena. Pode-se observar que para ambas as frequências, o casamento de impedância se manteve aproximadamente em 50Ω , o que é muito importante para o projeto destas antenas.

Figura 53 – Coeficiente de Reflexão da antena com a linha de alimentação reduzida



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

Figura 54 – Impedância real da antena com a linha de alimentação reduzida.



Fonte: Autoria própria utilizando software ANSYS HFSS.

É notório que 5mm não é uma mudança tão grande, mas o intuito aqui era demonstrar que os parâmetros da antena podem ser variados para se obter melhores resultados. Isto é importante para mostrar que nestas antenas, as vezes, pequenas modificações podem causar diferenças, e gerar uma característica desejada. Isto é uma das vantagens da antena *microstrip*, que se mostra como uma antena adaptável.

4 CONCLUSÃO

Neste trabalho, o foco principal foi estudar antenas *patch* retangulares de microlinha com operação em multibanda para desenvolver uma simulação de uma antena capaz de operar em três frequências distintas, sendo elas 1.8, 2.4 e 5.2 GHz.

Inicialmente foi estudada uma antena *patch* com frequência de operação de 2.4 GHz, com o objetivo de estudar as ferramentas do software ANSYS HFSS e aplicá-las a um modelo cujo os resultados são conhecidos a partir da literatura. O próximo passo foi o estudo de antenas multibanda, envolvendo modelos e análises distintas. A partir disso, foi estudado e desenvolvido o modelo para a antena de microlinha retangular com fenda em formato de U.

O embasamento teórico foi aprofundado com a leitura da literatura e livros referentes a teoria geral de antenas e o design de antenas *patch*, a partir dos quais foi possível adquirir conhecimento de construção e funcionamento de antenas *patch* em geral, desde os princípios, como: equacionamento, dimensionamento, métodos de alimentação, métodos de análises, tipos de antenas e suas vantagens e desvantagens. Além disso, é importante citar o estudo do método de análise paramétrico de antenas, que foi desenvolvido através do software ANSYS HFSS.

Foram estudados os detalhes de uma antena de microlinha com *patch* retangular com inserção de uma fenda em U no *patch* condutor. Por causa dessa fenda, esta antena apresentou novas frequências de ressonância, operando assim em 1.8, 2.4 e 5.2 GHz simultaneamente, caracterizando-se como uma antena multibanda. Foi feito também uma otimização da transição do conector SMA para a linha de *microstrip*, pois o casamento de impedância e a perda de retorno não apresentaram bons resultados, sem a otimização da mesma. O estudo desta antena se baseou em análises paramétricas, nas quais foram feitos testes variando as dimensões da antena e os resultados foram comparados com o tamanho original, através de uma análise de seu diagrama de radiação, coeficiente de reflexão e impedância. Em sequência, também foi variado o tamanho da linha de alimentação da antena, observando e analisando possíveis mudanças e comentando os resultados adquiridos, mais uma vez utilizando as análises paramétricas como principal ferramenta para auxiliar no estudo dos resultados.

Finalmente, para continuidade deste trabalho é sugerido a confecção desta antena, para que se possa coletar dados a partir de testes com equipamentos de laboratório e, conseqüentemente, comparar com os resultados teóricos e simulados. Ainda seria possível realizar novos testes da característica multibanda desta antena através do método de análise modal, estudar o comportamento dos modos ressonantes da antena com outros tipos de fendas ou mais fendas de formato U e aprofundar os estudos sobre reentrâncias com o objetivo de melhorar o casamento de impedância.

REFERÊNCIAS

- BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2005. ISBN 0471714623.
- BEVELACQUA, P. **Microstrip Antennas - Feeding Methods**. Disponível em: <<http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/patch3.php>>.
- BHADOURIA, S. Microstrip x-band antenna with improvement in performance using dgs. v. 4, p. 31 – 35, 2014.
- BHARTIA, B. **Microstrip Antennas**. [S.l.: s.n.], 1980.
- BISHT, S. Study the various feeding techniques of microstrip antenna using design and simulation using cst microwave studio. **International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering**, v. 4, p. 1 – 7, 2014.
- DEEPIKA, J. Parametrical variation and its effects on characteristics of microstrip rectangular patch antenna. p. 1 – 6, 2017.
- DESCHAMPS, G. Microstrip microwave antennas. In: **III Simpósio das Forças Aéreas dos Estados Unidos**. [S.l.: s.n.], 1953.
- DESHMUKH A., A. Key-shaped slot loaded circular microstrip antenna for multi-band and broadband response. In: **IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems (ANTS)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.
- GARG, R. **Microstrip Antenna Design Handbook**. [S.l.: s.n.], 2001.
- GUO Y., X. Double u-slot rectangular patch antenna. **Electronics Letters**, v. 34, n. 19, p. 1805–1806, Sep 1998. ISSN 0013-5194.
- HABIB, M. U-slot rectangular patch antenna for dual band application. v. 315, p. 111–120, 11 2015.
- KAUL, R. Design of microstrip antennas for glucometer application. In: **IEEE International Conference on Advances in Electronics, Communication and Computer Technology (ICAECCT)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 352–357.
- KAUSHAL, D. Design of dual band microstrip key patch antenna for aeronautical mobile and broadcasting applications. In: **International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 257–262.
- KAYALVIZHI, A. Multi band operating antenna for wi-fi, wimax and radar application. In: **2nd International Conference on Electronics and Communication Systems (ICECS)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1017–1020.
- KIM J., W. Compact multiband microstrip antenna using inverted-l and t-shaped parasitic elements. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 12, p. 1299–1302, 2013. ISSN 1536-1225.
- KUMAR, A. A compact h-shaped slot triple-band microstrip antenna for wlan and wimax applications. In: **IEEE Annual India Conference (INDICON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4.
- LACERDA D., C. **Projeto e Construção de antena de microfita para sistema móvel celular**. Brasília, DF - Brasil: [s.n.], 2008.

- MORAIS, J. H. C. de. **Estudo de antenas patches de microfita miniaturizadas em banda larga para aplicação em dispositivos móveis e portáteis**. Natal, RN - Brasil: [s.n.], 2011.
- MUNIR, M. Miniaturization of microstrip fractal h-shape patch antenna using stack configuration for wireless applications. In: **IEEE 2nd International Conference on Recent Trends in Information Systems (ReTIS)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 44–48.
- NAGHAR, A. Ultra wideband and tri-band antennas for satellite applications at c-, x-, and ku bands. In: **Proceedings of Mediterranean Microwave Symposium**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. ISSN 2157-9822.
- NAHIAN, A. Design and performance analysis of u-slot, y-slot and u-y slot microstrip patch antenna for wireless applications. 2016.
- NANDEL, M. Optimal and new design of t-shaped tri-band fractal microstrip patch antenna for wireless networks. In: **International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 92–96.
- OLIVEIRA, A. Análise paramétrica em uma antena patch retangular de microfita com fendas. **Revista Innovar**, v. 1, n. 4, p. 1 – 13, 2014.
- PATEL, N. Rectangular microstrip patch antenna for wireless communications at 6.5 ghz. **International Journal of Scientific and Engineering Research**, v. 5, 2014.
- RIBEIRO, J. **Engenharia de Micro-ondas - Fundamentos e Aplicações**. Brasil: Editora Érica, 2008.
- ROTEADOR TP-Link Wireless Dual Band. 2017. Disponível em: <<http://balaodainformatica.vteximg.com.br/arquivos/ids/202953-400-400/C50-AC1200.jpg?v=636359072247970000>>.
- SANTOS R., A. dos. **Antenas de Ondas Vazadas para Redes Celulares de Quinta Geração (5G)**. Santa Rita do Sapucaí, MG - Brasil: [s.n.], 2016.
- SHOWMECABLES. **Better Know a Connector: SMA**. 2015. Disponível em: <<http://blog.showmecables.com/sma-dimensions/>>.
- TELECO. 2018. Disponível em: <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialredeswifi1/pagina_3.asp>.
- WANG, J. **Compact broadband microstrip antenna**. [S.l.: s.n.], 1995.