

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

João Mário Künzle Ribeiro Magalhães

**Influência das características do *notch gap* sobre o
desempenho de antenas *patch* para aplicações *Wi-Fi***

São Carlos

2018

João Mário Künzle Ribeiro Magalhães

Influência das características do *notch gap* sobre o desempenho de antenas *patch* para aplicações *Wi-Fi*

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica com Ênfase em Eletrônica, da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Amílcar Careli César

**São Carlos
2018**

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

M188i Magalhães, João Mário Künzle Ribeiro
 Influência das características do notch gap sobre o
desempenho de antenas patch para aplicações Wi-Fi /
João Mário Künzle Ribeiro Magalhães; orientador Amílcar
Careli César. São Carlos, 2018.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2018.

1. Antena. 2. Antena patch. 3. Notch gap. 4. Wi-fi.
5. Microfita. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: João Mário Künzle Ribeiro Magalhães

Título: “Influência das características do notch gap sobre o desempenho de antenas patch em aplicações Wi-Fi”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 28 / 11 / 2018,

com NOTA 6,2 (seis , dois), pela Comissão Julgadora:

Prof. Titular Amílcar Careli César - Orientador - SEL/EESC/USP

Profa. Dra. Mônica de Lacerda Rocha - SEL/EESC/USP

Mestre André Luiz Ferraz Lourenço - Doutorando - SEL/EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino

Este trabalho é dedicado a minha família, que me deu o suporte necessário para que tudo tenha sido possível, a meus amigos, cuja companhia me permitiu passar por todos os momentos de dificuldade, a Murilo, Nicolau e Miguel, que fizeram dos meus anos de faculdade os melhores, a Melissa, que me ouviu desabafar sobre tudo a todo momento, e aos professores, que me permitiram navegar por todo esse mar de conhecimento.

“O homem pode tanto quanto sabe.”

Francis Bacon

RESUMO

MAGALHÃES, J. M. K. R. **Influência das características do *notch gap* sobre o desempenho de antenas *patch* para aplicações *Wi-Fi***. 2018. 56p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

Antenas em microfita são conhecidas por suas dimensões reduzidas. Seu formato retangular, conhecido como *patch*, tem diagrama de radiação direcional, e dispõe de um método bem consolidado de projeto. Estudamos, então, esse método e fizemos as simulações utilizando o programa *ANSYS Electromagnetic Suite 19.0*. Calculamos todos os valores das dimensões da antena, e, depois, fizemos as simulações de perda de retorno, relação de onda estacionária e diagrama de radiação. Então simulamos a antena sem qualquer método de casamento de impedâncias. E, por fim, variamos o valor da largura do *notch gap*, responsável pelo casamento de impedâncias entre a linha de transmissão e a antena, refizemos essas simulações e avaliamos a importância do *notch gap* no desempenho da antena. Quanto menor é o valor da sua largura, melhores são as características da antena. O melhor caso foi para largura $g = 0,2 \text{ mm}$, em que obtivemos menor perda de retorno em sua porta de entrada, com valor de $-25,9 \text{ dB}$, relação de onda estacionária mais perto do caso ideal, com valor de 1,107, e resposta em frequência com maior largura de banda, resultando em 88 MHz . A diretividade permaneceu praticamente constante em cerca de $7,5 \text{ dB}$ para todos os casos. Assim, comprovamos a importância de o *notch gap* ser devidamente projetado para o funcionamento adequado da antena.

Palavras-chave: Antena. Antena *patch*. *Notch gap*. *Wi-Fi*. Microfita.

ABSTRACT

MAGALHÃES, J. M. K. R. **Influence of notch gap features in the performance of patch antennas for Wi-Fi applications.** 2018. 56p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

Microstrip antennas are known for their small dimensions and versatility. Its rectangular shape, known as patch, has a directional radiation pattern and a well-consolidated design method. We calculated all antenna dimensions by this method, including the ideal notch gap, which is responsible for the impedance matching between the transmission line and the antenna. We simulated its return loss, standing wave ratio and radiation pattern using the program ANSYS Electromagnetic Suite 19.0. We simulated the same patch antenna without the notch gap to use as reference. Then, we varied the width value of the notch gap repeating all previous simulations, evaluating the importance of the notch gap on the antenna performance. We noted that the narrower the width, the better the characteristics of the antenna. The best case was for $g = 0,2 \text{ mm}$, which presented the smallest return loss on its port, with the value of -25.9 dB . It also presented the closest standing wave ratio to the ideal case, equal to 1,107, and frequency response with the largest bandwidth, resulting 88 MHz . The directivity was practically constant around 7.5 dB for all cases. Therefore, we confirmed the importance of the notch gap proper design for the antenna performance to be satisfactory.

Keywords: Antenna. Patch antenna. Notch gap. Wi-Fi. Microstrip.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Linha de transmissão em microfita.	23
Figura 2.2 – Modelo de linhas de transmissão.	24
Figura 2.3 – Padrões de radiação de uma antena.	26
Figura 2.4 – Antena em microfita em duas vistas.	27
Figura 2.5 – Quadripolo conectado a dois trechos de linha de transmissão.	28
Figura 3.1 – Linha em microfita e seus campos gerados.	32
Figura 3.2 – Modelo com a constante dielétrica efetiva.	32
Figura 3.3 – Modelo da antena <i>patch</i>	33
Figura 3.4 – Modelo para cálculo de impedância em antenas <i>patch</i>	34
Figura 3.5 – Modelo completo da antena <i>patch</i> incluindo casamento de impedâncias por <i>notch gap</i>	36
Figura 4.1 – Antena projetada sem <i>notch gap</i>	42
Figura 4.2 – Antenas desenhadas no <i>Ansys Designer</i>	42
Figura 4.3 – Camadas de material no programa <i>Ansys</i>	43
Figura 4.4 – Configurações da porta de entrada do sinal no programa <i>Ansys</i>	43
Figura 4.5 – Varreduras de frequência.	44
Figura 4.6 – Resposta em frequência da antena com <i>notch gap</i>	45
Figura 4.7 – Resposta em frequência da antena: relação de onda estacionária.	45
Figura 4.8 – Diagrama de radiação da antena projetada.	46
Figura 4.9 – Diagrama de radiação planejado da antena, com seu ponto de máximo e HPBW.	47
Figura 4.10 – Sistema de coordenadas usados nos cálculos da diretividade.	48
Figura 4.11 – Densidade de corrente na antena durante seu funcionamento.	48
Figura 4.12 – Perda de retorno da antena sem <i>notch gap</i>	49
Figura 4.13 – Relação de onda estacionária da antena sem <i>notch gap</i>	50

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Especificações da Antena	32
Tabela 3.2 – Especificações do <i>RT/Duroid 5880</i>	32
Tabela 3.3 – Constantes utilizadas	33
Tabela 3.4 – Resultados das dimensões iniciais	38
Tabela 3.5 – Resultados das dimensões de resistência de entrada	39
Tabela 3.6 – Resultados das dimensões de <i>notch gap</i>	40
Tabela 4.1 – Ponto de mínimo da resposta em frequência da antena	44
Tabela 4.2 – Ponto mais próximo de 1 da relação de onda estacionária da antena.	46
Tabela 4.3 – Características da antena em suas configurações calculadas.	47
Tabela 4.4 – Ponto de mínimo da resposta em frequência da antena sem <i>notch gap</i>	49
Tabela 4.5 – Ponto mais próximo de 1 da relação de onda estacionária da antena sem <i>notch gap</i>	49
Tabela 4.6 – Características da antena sem <i>notch gap</i>	50
Tabela 4.7 – Características da antena com diferentes larguras de <i>notch gap</i>	51

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Apresentação	21
1.2	Objetivos e motivações	21
1.3	Revisão bibliográfica	22
2	REVISÃO TEÓRICA	23
2.1	Linhas de transmissão	23
2.2	Parâmetros de antenas	25
2.2.1	Padrão de radiação	25
2.2.2	Padrões isotrópico, direcional e onidirecional	25
2.2.3	<i>Half-Power Beam Width</i> e <i>First-Null Beam Width</i>	26
2.2.4	Diretividade	26
2.2.5	Largura de banda	26
2.3	Antenas em microfita	26
2.4	Parâmetros de espalhamento	27
3	DEFINIÇÕES E MÉTODOS UTILIZADOS	31
3.1	Modelo de linha de transmissão	31
3.1.1	Efeitos de franja	31
3.2	Definição de parâmetros	31
3.3	Cálculo das dimensões iniciais	33
3.4	Cálculo da impedância de entrada	34
3.5	Casamento de impedâncias e cálculo do <i>notch gap</i>	36
3.6	Resultados dos cálculos	37
3.6.1	Cálculo das dimensões iniciais	37
3.6.2	Cálculo da impedância de entrada	38
3.6.3	Cálculo dos parâmetros do <i>notch gap</i>	39
4	SIMULAÇÃO EM SOFTWARE ANSYS	41
4.1	Apresentação do programa	41
4.2	Configurações da simulação	41
4.3	Simulação da primeira varredura de frequências	44
4.4	Simulação da segunda varredura de frequências	46
4.5	Simulação da antena sem <i>notch gap</i>	49
4.6	Simulação para diferentes larguras de <i>notch gap</i>	50
5	CONCLUSÕES	53

REFERÊNCIAS 55

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo estão a apresentação do trabalho, a revisão bibliográfica, e seus objetivos e motivações.

1.1 Apresentação

O trabalho consiste em estudar antenas *patch*, isto é, antenas de formato retangular construídas usando técnica em microfita, usadas principalmente em aplicações de micro-ondas. E estudar também os cálculos de suas dimensões de largura, comprimento e parâmetros de casamento de impedância por *notch gap*, para que ela seja construída para a frequência de $2,4\text{ GHz}$. E depois, fazer as simulações usando o *software Ansys Eletromagnetic Suite 19.0*, que utiliza o método dos elementos finitos, visto que é uma ferramenta versátil para simulações numéricas em problemas eletromagnéticos.

Focamos principalmente na variação da largura do *notch gap*, isto é, o chanfro feito na porta de entrada do sinal da antena, para o casamento de impedâncias entre a linha de transmissão e a antena. Com isso, comparamos a perda de retorno, relação de onda estacionária, diretividade e largura de banda para cada caso.

O texto está estruturado da seguinte forma. Primeiramente, apresentamos as antenas *patch*, ou antenas retangulares usando técnica em microfita. Explicamos seu principal modelo de construção e os efeitos que regem seu funcionamento. Seguimos para os cálculos utilizados na implementação de uma antena em microfita de formato retangular para uma desejada frequência. E passamos à parte da simulação em *software Ansys* para obter os gráficos dos parâmetros da antena estudada, i. e., perda de retorno, relação de onda estacionária e diagrama de radiação. Simulamos a antena sem qualquer método de casamento de impedâncias e obtivemos os gráficos dos mesmos parâmetros. E, por último, usando a mesma simulação, variamos o valor da largura de *notch gap* na faixa de $0,2\text{ mm}$ até $1,0\text{ mm}$, variando $0,1\text{ mm}$ por vez. Obtivemos todos os gráficos novamente e comparamos os parâmetros de todos os casos para concluirmos sobre a influência do *notch gap* no desempenho de antenas *patch*.

1.2 Objetivos e motivações

A principal motivação deste trabalho é estudar como a variação da largura do *notch gap* influencia no desempenho de uma antena *patch* retangular em microfita. A segunda é testar outras configurações em problemas que já foram foco de outros pesquisadores, e. g., na referência (PRABHAKAR; RAO; SATYANARAYANA, 2016), em que os autores utilizam um substrato diferente. E, paralelamente, utilizar os resultados obtidos para

estudarmos novas antenas que poderiam ser utilizadas em roteadores *Wi-Fi* residenciais, em casos onde não seria necessária a utilização de antenas onidirecionais, sendo mais eficiente usar uma antena direcional, assim não desperdiçando potência para regiões onde não haverá usuários. Em suma, possíveis antenas direcionais para *Wi-Fi* que focalizem o sinal para um local desejado.

1.3 Revisão bibliográfica

Na referência (PRABHAKAR; RAO; SATYANARAYANA, 2016), os autores fizeram um estudo da variação da largura do *notch gap*, porém utilizaram o substrato FR4, com permissividade dielétrica relativa igual a 4,4. No entanto, de acordo com Pozar (1992), antenas em microfitas possuem desempenho melhorado quanto mais próxima de 2,2 está a permissividade do substrato, possuindo maior largura de banda (POZAR, 1992). Desta forma, decidimos utilizar o substrato *RT/Duroid 5880*, de permissividade 2,2, para que a antena seja mais eficiente em relação à largura de banda.

Já na referência (MATIN; SAYEED, 2010), os autores propõem uma relação entre a largura ideal de *notch gap* e a frequência de ressonância de uma antena *patch*, para facilitar a sua construção. A simulação do design proposto obteve um desvio máximo de 0,2% entre o valor obtido pela fórmula e o valor achado em uma simulação de tentativa e erro. No caso do presente trabalho, calculamos a largura ideal de *notch gap* pela mesma fórmula, porém mudamos os valores dessa largura para números fixos com máxima de uma casa decimal, para estudarmos o quanto isso influenciaria no desempenho da antena.

Vários autores, como aqueles da referência (SAMARAS; KOULOGLOU; SAHALOS, 2004), estudaram o casamento de impedâncias de uma antena *patch* tentando determinar uma relação entre a profundidade do *notch gap* com o comprimento da antena, mantendo sua largura fixa. Neste projeto, no entanto, estudamos somente a variação da largura do *notch gap*, mantendo sua profundidade fixa.

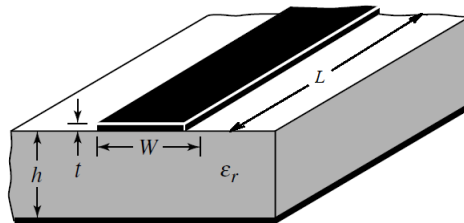
2 REVISÃO TEÓRICA

Apresentaremos aqui uma revisão teórica baseada na referência (BALANIS, 2005) para fundamentar o estudo de antenas. Destacaremos somente os principais parâmetros necessários para este trabalho.

2.1 Linhas de transmissão

As linhas de transmissão são conjuntos de condutores metálicos com um meio isolante entre eles, usados para a transmissão de sinais elétricos. Na prática encontramos diversos tipos de linhas de transmissão, como linha paralela, par trançado, par blindado e cabo coaxial. Para o uso em micro-ondas, a microfita é configuração muito utilizada, vista na Figura 2.1, onde W é a largura da linha, t é a espessura da linha, h é a altura do substrato, ϵ_r é a permissividade dielétrica relativa do substrato e L é o comprimento da linha.

Figura 2.1: Linha de transmissão em microfita.



Fonte: Balanis (2005) (modificado)

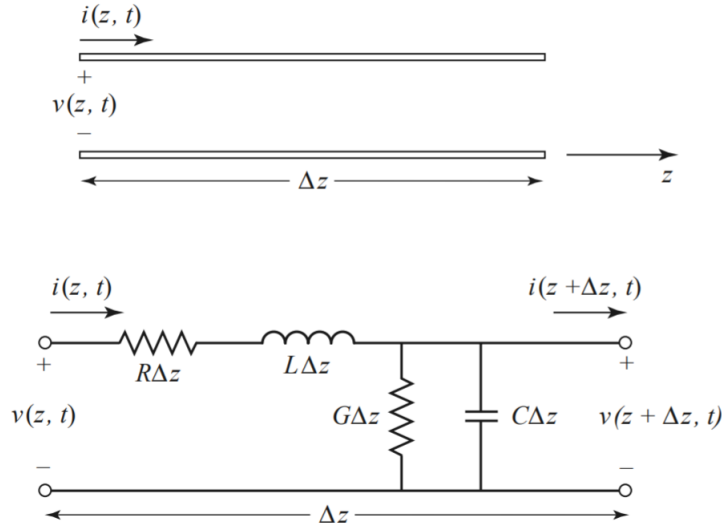
Para descrever uma linha de transmissão usamos:

- Impedância de entrada (Z_{in}): Razão entre a tensão de entrada e a corrente de entrada.
- Impedância de saída (Z_{out}): Razão entre a tensão de saída e a corrente de saída.
- Impedância característica (Z_0): Razão entre a tensão elétrica aplicada e a corrente elétrica resultante no ponto em que a tensão foi aplicada para uma linha de transmissão uniforme e de comprimento infinito

As linhas de transmissão são modeladas por elementos infinitamente pequenos de um circuito, como visto na Figura 2.2, onde t é o tempo em segundo, z é a posição em metro, ΔZ é o comprimento infinitesimal em metro, $v(z, t)$ é a tensão em função do tempo

e da posição z em volt, $i(z, t)$ é a corrente em função do tempo e da posição z em ampère, R é resistência em série por unidade de comprimento para os dois condutores em Ω/m , L é indutância em série por unidade de comprimento para os dois condutores em H/m , G é a condutância em paralelo por unidade de comprimento em S/m e C é a capacitância em paralelo por unidade de comprimento em F/m .

Figura 2.2: Modelo de linhas de transmissão.



Fonte: Pozar (2012) (modificado)

E as equações que regem a tensão e corrente da linha são respectivamente

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial z^2} &= RGv(z, t) + (RC + LG) \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial z^2} &= RGi(z, t) + (RC + LG) \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Considerando a resistência R e a condutância G desprezíveis, obtemos

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial z^2} &= LC \frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial z^2} &= LC \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Resolvendo a equação para tensão, temos

$$V(z, t) = V_0 \cos(\omega t - kz + \phi) \quad (2.3)$$

para a forma real, e

$$V(z) = V_0 e^{j\phi} e^{-jkz} \quad (2.4)$$

para a forma fasorial, na qual V_0 é a tensão máxima da onda, k é a constante de fase e ω é a frequência angular e ϕ é a diferença de fase entre a onda de tensão e a onda de corrente. A impedância característica é definida como $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ [Ω] e a constante de fase é $k = \omega\sqrt{LC}$ [m^{-1}].

2.2 Parâmetros de antenas

2.2.1 Padrão de radiação

O padrão de radiação de uma antena é definido como

Uma função matemática ou uma representação gráfica das propriedades de radiação de uma antena como função de um espaço de coordenadas. Na maioria dos casos, o padrão de radiação é definido na região de campo distante e é representado por uma função de coordenadas direcionais. Propriedades de radiação incluem densidade de fluxo de potência, intensidade de radiação, força de campo, diretividade, fase e polarização (BALANIS, 2005).

As propriedades de radiação são a distribuição da energia irradiada em função da posição do observador em um caminho ou superfície de raio constante. Um sistema de coordenadas esférico é o mais conveniente para observar esses fenômenos.

Os padrões de radiação são descritos como a amplitude de campo elétrico ou magnético em função do raio, ou como a densidade de potência irradiada em função do raio. Usualmente, são normalizados pelo seu valor máximo, de modo que os valores fiquem entre 0 e 1, e depois são expressos em decibéis (dB).

2.2.2 Padrões isotrópico, direcional e onidirecional

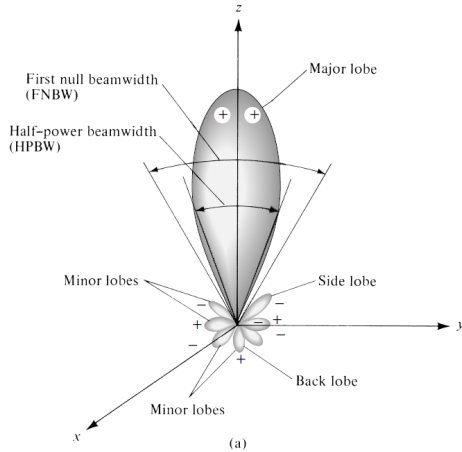
Um radiador isotrópico é definido como uma antena hipotética que radia a mesma potência em todas as direções, e é usada como referência para expressar propriedades diretivas de antenas reais.

Uma antena direcional é aquela que tem a propriedade de radiar ou receber ondas eletromagnéticas mais eficientemente em algumas direções. É comum ter um lóbulo principal, em que a radiação tem eficiência máxima, e lóbulos laterais, que são pontos de eficiência máxima local. A Figura 2.3a mostra um exemplo.

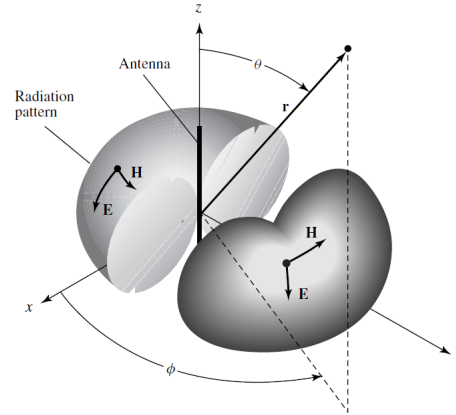
Já uma antena onidirecional é definida como aquela que é não direcional em um determinado plano, porém é direcional em um plano ortogonal ao outro. Como vemos na Figura 2.3b (não direcional em xy , porém direcional em xz e yz). Como há um plano em que esse padrão é direcional, há mais eficiência de radiação em uma certa direção, portanto o padrão onidirecional pode ser definido como um caso especial do padrão direcional.

Figura 2.3: Padrões de radiação de uma antena.

(a) Padrão de radiação direcional.



(b) Padrão de radiação onidirecional.



Fonte: Balanis (2005)

2.2.3 Half-Power Beam Width e First-Null Beam Width

Half-Power Beam Width (HPBW), ou Largura de Feixe de meia potência, é a separação angular, em que a magnitude do padrão de radiação diminui em 50% (ou -3 dB) do pico do feixe principal. Em outras palavras, é onde está concentrada a maior parte da energia que a antena irradia.

Já *First-Null Beam Width* (FNBW) é o ângulo que separa os dois primeiros nulos (nenhuma radiação) adjacentes ao lóbulo principal.

2.2.4 Diretividade

Diretividade é a razão entre a intensidade de radiação em uma direção, e a intensidade de radiação média. Esse parâmetro é essencial em antenas de perfil direcional, já que mostra para qual direção a antena irradia ondas eletromagnéticas de modo mais efetivo (diretividade máxima).

2.2.5 Largura de banda

A largura de banda de uma antena é o intervalo de frequências, no qual a antena deve funcionar satisfatoriamente, isto é, em que a transferência de energia guiada para energia efetivamente radiada seja aceitavelmente eficaz, e que, dessa forma, o sinal possa ser transmitido.

2.3 Antenas em microfita

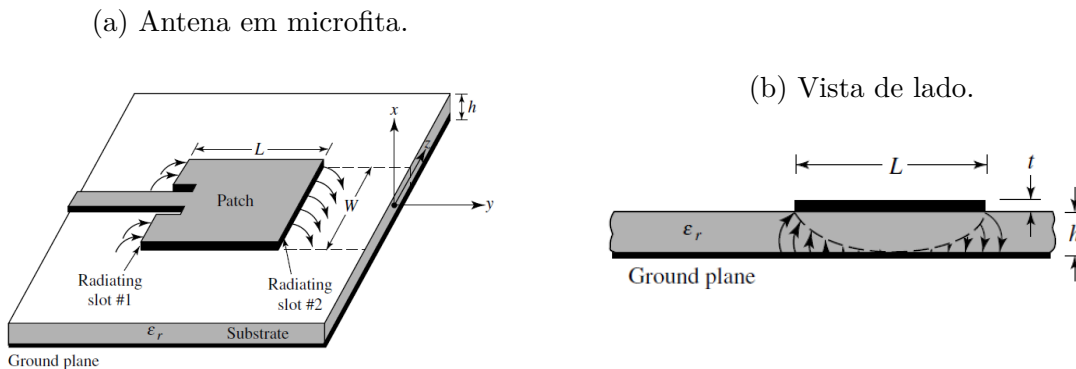
Antenas em microfita são usadas principalmente em lugares onde é necessário uma antena de dimensões reduzidas. São bem versáteis, podendo ser anexadas em superfícies

planares e não planares. São baratas, devido a tecnologia moderna de impressão de placas impressas. São simples e robustas. E podem ser projetadas para operação em várias frequências, polarizações, padrões e impedâncias.

Algumas das desvantagens das antenas em microfita são: baixa eficiência de potência irradiada em relação a potência entregue à antena, baixa potência, alto índice Q (valores altos indicam antenas de largura de banda estreita, e valores baixos, indicam antenas de largura de banda larga (BEVELACQUA, 2009)), polarização não muito coerente e largura de banda estreita.

As antenas em microfita, como mostra a Figura 2.4a e 2.4b, consistem de uma fina tira metálica de altura t colocada a uma altura h acima do plano terra. De modo que $t \ll \lambda_0$, $h \ll \lambda_0$, e usualmente $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda em espaço livre.

Figura 2.4: Antena em microfita em duas vistas.



Fonte: Balanis (2005)

Há vários substratos que podem ser usados para a fabricação de uma antena em microfita, mas o usual é que tenha a constante dielétrica na faixa de $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Substratos espessos com ϵ_r perto de 2,2 são desejados para melhorar o desempenho das antenas, pois são mais eficientes e tem maior largura de banda (POZAR, 1992).

Antenas em microfita podem ser projetadas em formatos como quadradas, retangulares, dipolos, e circulares, e seus métodos de alimentação também são variados, como linha em microfita, abertura casada, casamento por proximidade e *probe*.

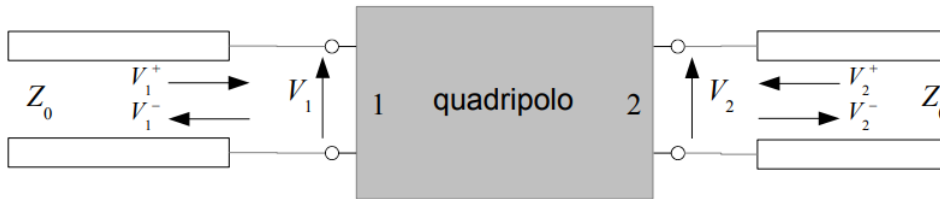
2.4 Parâmetros de espalhamento

Os parâmetros de espalhamento, ou parâmetros S , caracterizam uma rede de 2 portas em frequências elevadas e em baixos sinais.

Consideremos um quadripolo (dispositivo de duas portas), visto na Figura 2.5, com dois trechos de linha de transmissão de impedância característica Z_0 entre seus terminais. As tensões e correntes presentes neles podem ser decompostas na soma das ondas que

se propagam nos respectivos trechos da linha de transmissão. Chamaremos as ondas que se propagam em direção ao quadripolo de ondas incidentes (sobrescrito “+”) e as que se propagam no sentido oposto, de ondas refletidas (sobrescrito “-”).

Figura 2.5: Quadripolo conectado a dois trechos de linha de transmissão.



Fonte: [Trintinalia \(2014\)](#)

Do ponto de vista de circuito elétrico, esse quadripolo precisa ser caracterizado pela relação entre 4 parâmetros distintos, que, para frequências baixas, são as tensões e correntes em suas duas portas

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \quad (2.5)$$

Essa relação permite determinar quaisquer dois parâmetros em função dos outros dois restantes. Dessa forma, possibilita que analisemos o efeito do quadripolo quando conectado em outro circuito elétrico qualquer.

No entanto, as impedâncias Z_{ij} variam com a frequência (para dispositivos lineares quando analisados no domínio da frequência) e com a intensidade das tensões e correntes (para dispositivos não lineares quando analisados no domínio do tempo). Essa forma também não é boa para caracterizar quadripolos funcionando em frequências elevadas, considerando a dificuldade em medir com precisão as tensões e correntes de suas portas e em obter curto-circuitos e circuitos abertos nos terminais. Por isso, os parâmetros de espalhamento, ou os parâmetros s_{ij} vistos em (2.6), foram criados. O quadripolo passa a ser analisado no domínio da frequência, e somente as ondas incidentes e refletidas nas portas são levadas em conta.

Dessa forma, a equação matricial que rege o quadripolo é

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

s_{ij} é um parâmetro complexo, possuindo módulo e fase. E sua definição é

$$s_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_{k \neq j}^+ = 0} \quad (2.7)$$

Cada parâmetro explicita uma característica do quadripolo. Começando pelo s_{11} , que é o coeficiente de reflexão do quadripolo na porta 1 quando não há onda incidente na porta 2 (a porta 2 está perfeitamente casada com sua carga). Portanto, ele representa a parcela da onda incidente na porta 1 que é refletida de volta para a linha de transmissão. O mesmo serve para o s_{22} , porém para a porta 2 ao invés da porta 1.

Já o s_{12} é o ganho direto do quadripolo na ausência de onda incidente na porta 2, ou seja, o quanto da onda incidente na porta 1 será amplificada ou atenuada na porta 2. De forma similar, o s_{21} , denominado ganho complexo reverso, representa a influência das ondas incidentes na porta 2 sobre a porta 1. Pode ser dito como a isolação reversa do quadripolo. Se o quadripolo for linear, temos que $s_{12} = s_{21}$ devido à reciprocidade.

Por fim, ao invés de usar as ondas de tensão como as variáveis dos parâmetros, também podemos usar as ondas normalizadas a_i (incidente) e b_i (refletida) em relação às tensões e correntes dos terminais e a uma impedância de referência Z_0

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \\ b_i &= \frac{V_i - Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

para $i = 1$ (terminal 1) e $i = 2$ (terminal 2). De modo que a equação matricial é

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

3 DEFINIÇÕES E MÉTODOS UTILIZADOS

O modelo padrão para estudar antenas em microfita de formato retangular é o modelo de linha de transmissão, usado principalmente para antenas com substratos finos (SCHAUBERT; POZAR; ADRIAN, 1989). Há também o modelo de cavidade, porém o primeiro será o escolhido para a pesquisa em questão.

3.1 Modelo de linha de transmissão

O modelo de linhas de transmissão para antenas em microfita é o mais usado entre ambos. Basicamente, este modelo representa a antena em microfita como dois *slots* de radiação e uma linha de transmissão de comprimento L e impedância Z_c entre eles.

3.1.1 Efeitos de franja

Como as dimensões são finitas ao longo do comprimento e largura, os campos gerados nas bordas da antena formam "franjas" para o substrato, como visto na Figura 3.1b. A quantidade de franjas será função da razão entre o comprimento da antena L pela altura h do substrato (L/h) e sua constante dielétrica ϵ_r . Como $L/h \gg 1$, esse efeito é reduzido, porém ainda há de ser considerado, pois influencia na frequência de ressonância da antena (BALANIS, 2005).

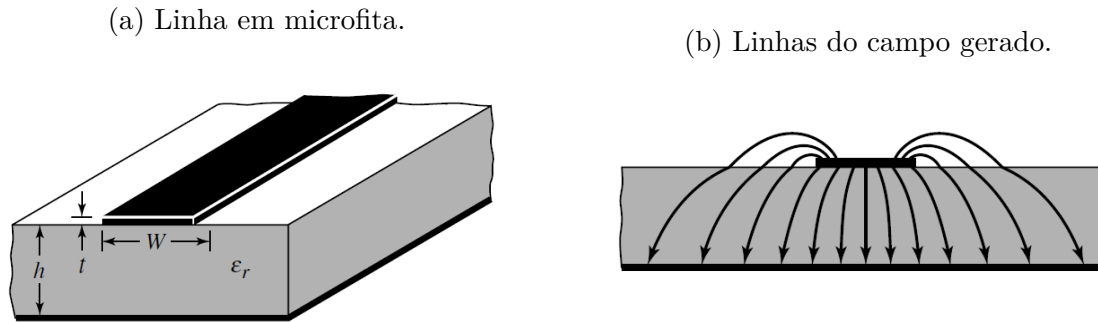
Para a linha de transmissão em microfita mostrada na Figura 3.1a, os campos irradiados típicos são mostrados na Figura 3.1b. Essas linhas de campo com derivadas não contínuas são frutos da refração de uma fronteira não homogênea entre dois dielétricos, tipicamente o substrato e o ar. Os efeitos de franja fazem a linha de transmissão parecer mais larga eletricamente do que realmente é fisicamente. Como parte da onda se propaga no substrato e outra parte no ar, não poderíamos desprezar qualquer dos dielétricos, portanto introduz-se uma permissividade dielétrica efetiva, ϵ_{reff} , que substituirá os dielétricos e sua fronteira.

Para que a constante dielétrica efetiva seja corretamente utilizada, assume-se que o condutor esteja a mesma altura do plano terra e permeado por um dielétrico de valor ϵ_{reff} , como mostra a Figura 3.2. Como o ar é seu substrato superior, tem-se que $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$. O valor de ϵ_{reff} também é função da frequência, no entanto, como a frequência está abaixo do corte em que passa a ser influente, ϵ_{reff} é essencialmente constante (BALANIS, 2005).

3.2 Definição de parâmetros

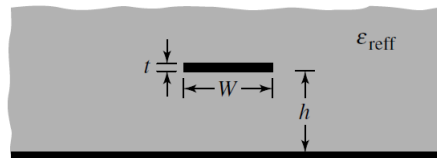
Com isso, podemos começar a usar o método definido pela referência (BALANIS, 2005) para calcular as dimensões desejadas para a antena.

Figura 3.1: Linha em microfita e seus campos gerados.



Fonte: Balanis (2005)

Figura 3.2: Modelo com a constante dielétrica efetiva.



Fonte: Balanis (2005)

Inicialmente, definimos a frequência de operação e o material usado de substrato. No caso deste projeto em aplicações *Wi-Fi*, a frequência será $2,4\text{ GHz}$, e o substrato escolhido será o *RT/Duroid 5880* com permissividade dielétrica relativa $\epsilon_r = 2,2$. Por último, escolhamos a impedância característica das linhas que alimentarão a antena, que será o padrão de $Z_0 = 50\ \Omega$. Resumimos essas características na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Especificações da Antena

Parâmetros	Valores
Frequência de operação (f_r) [GHz]	2,4
Permissividade relativa do substrato (ϵ_r)	2,2
Impedância da linha de transmissão (Z_0) [Ω]	50

O substrato foi escolhido por ser comum e de fácil acesso. E suas características estão na Tabela 3.2 (ROGERS, 2018).

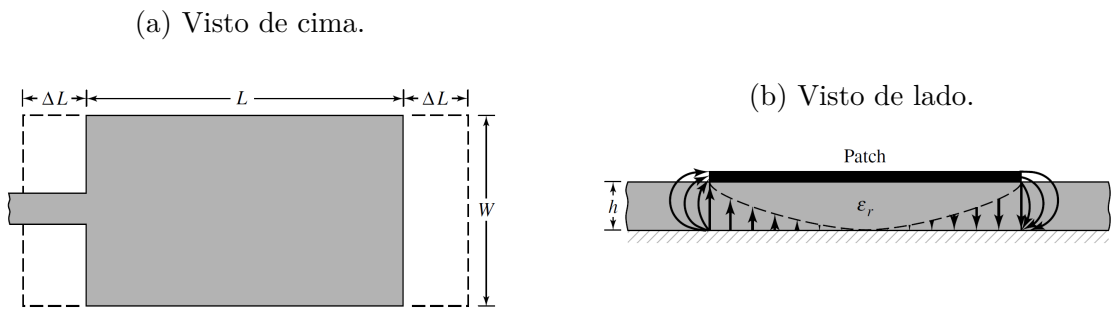
Tabela 3.2: Especificações do *RT/Duroid 5880*

Parâmetros	Valores
Permissividade relativa do substrato (ϵ_r)	2,2
Permeabilidade relativa do substrato (μ_r)	1
Tangente de perdas ($\tan \theta$)	9×10^{-4}
Altura do substrato (h) [m]	1.59×10^{-3}

3.3 Cálculo das dimensões iniciais

O leiaute inicial da antena pode ser visto nas Figuras 3.3a e 3.3b, onde W é a largura da antena, L é seu comprimento físico, h é a altura do substrato dielétrico, ΔL é o excesso de comprimento devido ao efeito de franja (que é função de ϵ_{reff} e de W/h) e W_0 é a largura da linha de transmissão com impedância característica $Z_0 = 50 \Omega$, que se conecta à entrada da antena.

Figura 3.3: Modelo da antena *patch*.



Fonte: Balanis (2005)

De acordo com o método de cálculo das dimensões de antenas *patch*, primeiramente obtemos a medida da largura W da antena

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.1)$$

onde ϵ_0 é a permissividade dielétrica do vácuo, μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo e c é a velocidade da luz no vácuo. Essas constantes estão definidas na Tabela 3.3, e a relação entre elas é $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$.

Tabela 3.3: Constantes utilizadas

Parâmetros	Valores
Permissividade elétrica do vácuo (ϵ_0) [F/m]	$8,854 \times 10^{-12}$
Permeabilidade magnética do vácuo (μ_0) [H/m]	$1,257 \times 10^{-6}$
Velocidade da luz no vácuo (c) [m/s]	3×10^8

Seguimos para calcular a permissividade efetiva do dielétrico ϵ_{reff}

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.2)$$

que substituirá as permissividades do substrato e do ar.

Calculamos a espessura W_0 da linha de transmissão de impedância $Z_0 = 50 \Omega$, assumindo que $W_0 > h$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \times \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad (3.3)$$

oriunda da teoria de linha de transmissão em microfita (POZAR, 2012).

De posse dessas informações, calculamos o excesso de comprimento ΔL , por (3.4), já que o comprimento elétrico efetivo é maior que o físico, devido aos efeitos de franja descritos na seção 3.1.1.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \times \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (3.4)$$

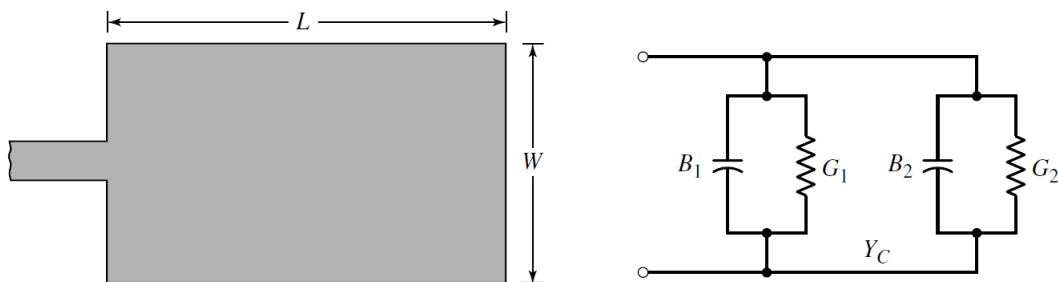
E, levando em conta esse excesso, o comprimento físico L da antena é

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (3.5)$$

3.4 Cálculo da impedância de entrada

Após o cálculo desses parâmetros, estimamos a impedância de entrada da antena R_{in} para casar com a impedância característica da linha. Para isso, o modelo indicado na Figura 3.4 é utilizado. Cada *slot* é modelado por um equivalente em paralelo de uma admitância Y (com condutância G e susceptância B), $Y = G + jB$.

Figura 3.4: Modelo para cálculo de impedância em antenas *patch*.



Fonte: Balanis (2005)

O cálculo da admitância para o primeiro *slot* está em Exemplo 12.8 do Capítulo 12 da referência (HARRINGTON, 1961), em que, para um *slot* de largura finita W e

$$Y_1 = G_1 + jB_1,$$

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (3.6a)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636 \ln(k_0h)] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (3.6b)$$

O segundo *slot* é idêntico ao primeiro e, portanto

$$Y_2 = Y_1 \quad G_2 = G_1 \quad B_2 = B_1 \quad (3.7)$$

Em geral, a condutância G_1 é definida como

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (3.8)$$

em que

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta = -2 + \cos(X) + XSi(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad (3.9)$$

e $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_r}$ é o número de onda, λ_r é o comprimento de onda no vácuo da frequência desejada, e $X = k_0W$ (BALANIS, 2005).

A forma explícita da função seno integral $Si(x)$ somente pode ser resolvida numericamente e é

$$Si(x) = \int_0^x \frac{\sin(t)}{t} dt \quad (3.10)$$

A condutância mútua G_{12} entre os dois *slots* radiantes é

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (3.11)$$

onde $J_0(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie e índice 0 para a variável x .

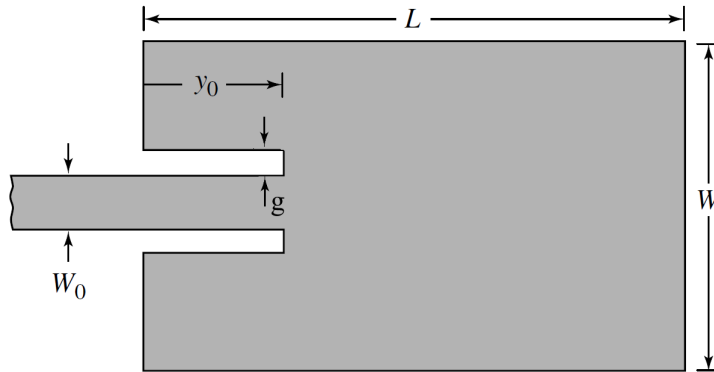
E, de posse dos parâmetros de condutância do modelo descrito na Figura 3.4, calculamos a resistência de entrada da antena

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \quad (3.12)$$

3.5 Casamento de impedâncias e cálculo do *notch gap*

Como a resistência de entrada da antena é elevada, de 150 a 300 Ω (POZAR, 1992), se comparado à impedância característica da linha de transmissão, é necessária uma forma de casá-las. Portanto, escolhemos a forma *notch gap* de casamento (Figura 3.5).

Figura 3.5: Modelo completo da antena *patch* incluindo casamento de impedâncias por *notch gap*.



Fonte: Balanis (2005)

Na Figura 3.5, W é a largura da antena, L é seu comprimento, y_0 é a profundidade do *notch gap*, g é sua largura, e W_0 é a largura da linha de transmissão em microfita de 50 Ω .

De posse de G_1 , G_{12} , R_{in} e Z_0 , calculamos a profundidade y_0 com que o *notch gap* deverá estar da entrada da antena

$$R_{in}(y = y_0) = Z_0 = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad (3.13)$$

Utilizamos a equação 3.13, que está em sua forma reduzida, para casos de $G_1 Z_0 \ll 1$ e $B_1 Z_0 \ll 1$. Porém, sua forma completa é

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \left[\cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_c^2} \sin^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) - \frac{B_1}{Y_c} \sin\left(\frac{2\pi}{L}y_0\right) \right] \quad (3.14)$$

Por último, calculamos a largura g ideal do *notch gap* (PRABHAKAR; RAO; SATYANARAYANA, 2016) (MATIN; SAYEED, 2010)

$$g = \frac{c}{\sqrt{2\epsilon_{ref}}} \frac{4.65 \times 10^{-3}}{f_r} \quad (3.15)$$

3.6 Resultados dos cálculos

Repetimos esse método com os parâmetros do projeto (Tabelas 3.1 e 3.2) e calculamos todas as dimensões da antena que simulamos.

3.6.1 Cálculo das dimensões iniciais

Começamos pela largura W , de acordo com (3.1),

$$W = \frac{1}{2 \times 2.4 \times 10^9 \times \sqrt{1.257 \times 10^{-6} \times 8.854 \times 10^{-12}}} \sqrt{\frac{2}{2,2+1}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.4 \times 10^9} \sqrt{\frac{2}{2,2+1}}$$

resultando em

$$W = 4.94 \times 10^{-2} \text{ m} = 49,41 \text{ mm}$$

Então, seguimos para a permissividade relativa efetiva do dielétrico, segundo (3.2),

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{2,2+1}{2} + \frac{2,2-1}{2} \left[1 + 12 \frac{1.59 \times 10^{-3}}{4.94 \times 10^{-2}} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

que resulta

$$\epsilon_{\text{reff}} = 2,11$$

No próximo passo, calculamos a largura W_0 da linha de transmissão, segundo (3.3). Para tanto, utilizamos o método numérico do *matlab* pela função *vpsolve*, já que é impossível a separação de variáveis. A equação fica

$$50 = \frac{120\pi}{\sqrt{2,11} \left[\frac{W_0}{1.59 \times 10^{-3}} + 1,393 + 0,667 \times \ln \left(\frac{W_0}{1.59 \times 10^{-3}} + 1,444 \right) \right]}$$

e resultou em

$$W_0 = 4.499 \times 10^{-3} \text{ m} = 4,4985 \text{ mm} \approx 4,5 \text{ mm}$$

Com essas informações, calculamos o excesso de comprimento ΔL devido ao efeito de franja, para depois calcular o comprimento real da antena, conforme (3.4) e (3.5)

$$\Delta L = 1.59 \times 10^{-3} \times 0,412 \times \frac{(2,11 + 0,3) \left(\frac{4.94 \times 10^{-2}}{1.59 \times 10^{-3}} + 0,264 \right)}{(2,11 - 0,258) \left(\frac{4.94 \times 10^{-2}}{1.59 \times 10^{-3}} + 0,8 \right)}$$

resultando em

$$\boxed{\Delta L = 8.37 \times 10^{-4} \text{ m} = 0,837 \text{ mm}}$$

A seguir, calculamos L de acordo com

$$L = \frac{1}{2 \times 2.4 \times 10^9 \times \sqrt{2,11} \times \sqrt{1.257 \times 10^{-6} \times 8.854 \times 10^{-12}}} - 2 \times 8.37 \times 10^{-4}$$

e seu resultado foi

$$\boxed{L = 4.13 \times 10^{-2} \text{ m} = 41,33 \text{ mm}}$$

A Tabela 3.4 é um resumo dos parâmetros calculados nessa subseção.

Tabela 3.4: Resultados das dimensões iniciais

Parâmetro	Valor
Largura da antena (W)	49,41 mm
Permissividade efetiva relativa (ϵ_{eff})	2,11
Largura da linha de transmissão (W_0)	4,5 mm
Excesso de comprimento (ΔL)	0,837 mm
Comprimento da antena (L)	41,33 mm

3.6.2 Cálculo da impedância de entrada

Depois dos cálculos das dimensões iniciais, já é possível a construção da antena. Porém, para o melhor funcionamento dela, é necessário dimensionar o casamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena, já que não são iguais.

Dessa forma, usamos as Equações 3.8 e 3.9 para calcular a condutância G_1

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_r} = \frac{2\pi}{0,125} = 50,265 \text{ m}^{-1}$$

$$X = 50,265 \times 4.94 \times 10^{-2} = 2,484$$

$$I_1 = -2 + \cos(2,484) + 2,484 \times Si(2,484) + \frac{\sin(2,484)}{2,484} = 1,862$$

o que resulta em

$$G_1 = \frac{1,862}{120\pi^2} = 0,001572 \text{ S} = 1,572 \text{ mS}$$

Não é necessário calcular a condutância G_2 do segundo *slot*, já que é idêntica à condutância G_1 do primeiro.

Calculamos a condutância mútua G_{12} entre os *slots* radiantes por (3.11),

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{50,265 \times 4.94 \times 10^{-2}}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(50,265 \times 4.13 \times 10^{-2} \times \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta$$

resultando em

$$G_{12} = 0.000471 \text{ S} = 0,471 \text{ mS}$$

E, finalmente, calculamos a resistência de entrada R_{in} da antena, usando (3.12),

$$R_{in} = \frac{1}{2(1,572 + 0,471) \times 10^{-3}}$$

que resultou em

$$R_{in} = 244.63 \Omega$$

Como podemos ver, a resistência de entrada da antena é quase 5 vezes maior que a impedância característica da linha de transmissão. Portanto, é necessário o casamento entre elas.

A Tabela 3.5 é um resumo dos parâmetros calculados nessa subseção.

Tabela 3.5: Resultados das dimensões de resistência de entrada

Parâmetro	Valor
Condutância do primeiro <i>slot</i> (G_1)	1,572 mS
Condutância mútua entre <i>slots</i> (G_{12})	0,471 mS
Resistência de entrada da antena (R_{in})	244.63 Ω

3.6.3 Cálculo dos parâmetros do *notch gap*

Nesta última subseção, calculamos os parâmetros necessários para o casamento de impedâncias por *notch gap*, começando pela sua profundidade, segundo (3.13),

$$Z_0 = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \Rightarrow y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{(2 \times Z_0 \times (G_1 + G_{12}))}$$
$$\therefore y_0 = \frac{8.37 \times 10^{-4}}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{(2 \times 50 \times (1,572 + 0,471))}$$

resultando em

$$y_0 = 1.449 \times 10^{-2} \text{ m} = 14,49 \text{ mm}$$

Depois, calculamos a espessura ideal do *notch gap* de acordo com (3.15),

$$g = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{2 \times 2,11}} \times \frac{4.65 \times 10^{-3}}{2.4 \times 10^9}$$

que resultou em

$$g = 2.83 \times 10^{-4} \text{ m} = 0,2830 \text{ mm}$$

A Tabela 3.6 é um resumo dos parâmetros calculados nessa subseção.

Tabela 3.6: Resultados das dimensões de *notch gap*

Parâmetro	Valor
Profundidade do <i>notch gap</i> (y_0)	14,49 mm
Largura ideal do <i>notch gap</i> (g)	0,2830 mm

4 SIMULAÇÃO EM SOFTWARE ANSYS

4.1 Apresentação do programa

O programa *ANSYS Eletromagnetic Suite 19.0*, da empresa *ANSYS*, foi escolhido por sua versatilidade em simular sistemas, aparelhos e componentes de natureza elétrica, eletrônica e eletromagnética, utilizando métodos numéricos para a resolução das equações. Outro motivo é a precisão na simulação para a frequência utilizada no projeto, na faixa de micro-ondas. Além de ser muito utilizado no meio acadêmico e comercial para o projeto de antenas, conjuntos de antenas, e componentes em radiofrequência e micro-ondas ([ANSYS, 2018](#)).

O método utilizado pelo programa para a simulação do projeto é o de elementos finitos com refinamento adaptativo da malha ([ANSYS, 2017](#)). Primeiramente, o método de elementos finitos é feito de modo que a geometria do objeto de estudo é subdividida em pequenas partes, denominadas elementos, e estes passam a representar o todo, isto é, o domínio contínuo do problema ([AZEVEDO, 2003](#)). Essa divisão permite que problemas complexos, com um número grande de variáveis desconhecidas, sejam subdivididos em problemas mais simples, com um número menor de elementos de comportamento bem definido. Isso permite ao computador melhorar a eficiência e realização dos cálculos. Esses elementos podem apresentar diferentes formas, como triangular e quadrilateral. No caso do *software* supracitado, é utilizada a geometria triangular.

Os elementos finitos são conectados por nós ou pontos nodais, que são os pontos das intersecções. E o conjunto total de nós e elementos é conhecido como malha. Como o problema não é resolvido analiticamente, seu resultado não é exato, no entanto quanto mais elementos houver, e quanto menor forem eles, a simulação será mais precisa ([MIRLISENNA, 2016](#)).

Já o refinamento adaptativo da malha significa que o *software* utiliza elementos menores em locais onde será necessária maior precisão, e maiores onde não será. Dessa forma, o programa poderá fazer a simulação mais rapidamente.

4.2 Configurações da simulação

Usando o programa *Anslys Eletromagnetic Suite 19.0*, fizemos a simulação da antena *patch* com o *notch gap* calculado, visto na Figura 4.2a, com suas dimensões na Figura 4.2b, e depois fizemos a simulação da antena sem o *notch gap* para usar como referência, mostrada na Figura 4.1. Por fim, fizemos as simulações das antenas com diferentes larguras de *notch gap*. Definimos o tamanho da linha de alimentação em $6h$, onde h é a altura do substrato dielétrico.

Figura 4.1: Antena projetada sem *notch gap*.

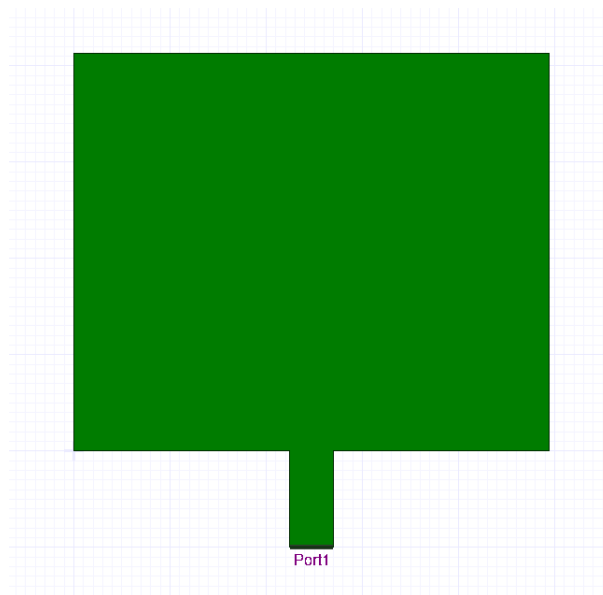
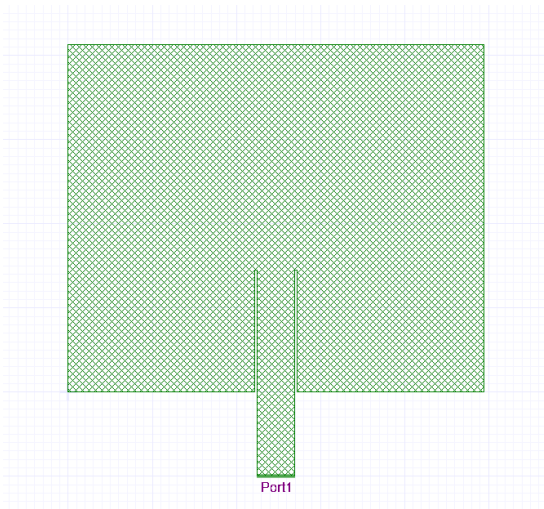
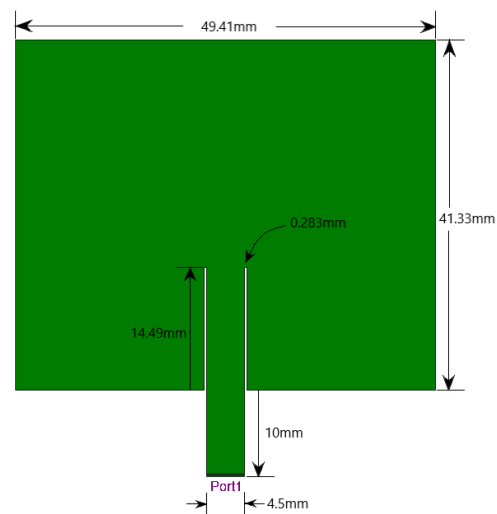


Figura 4.2: Antenas desenhadas no *Ansys Designer*.

(a) Antena projetada.

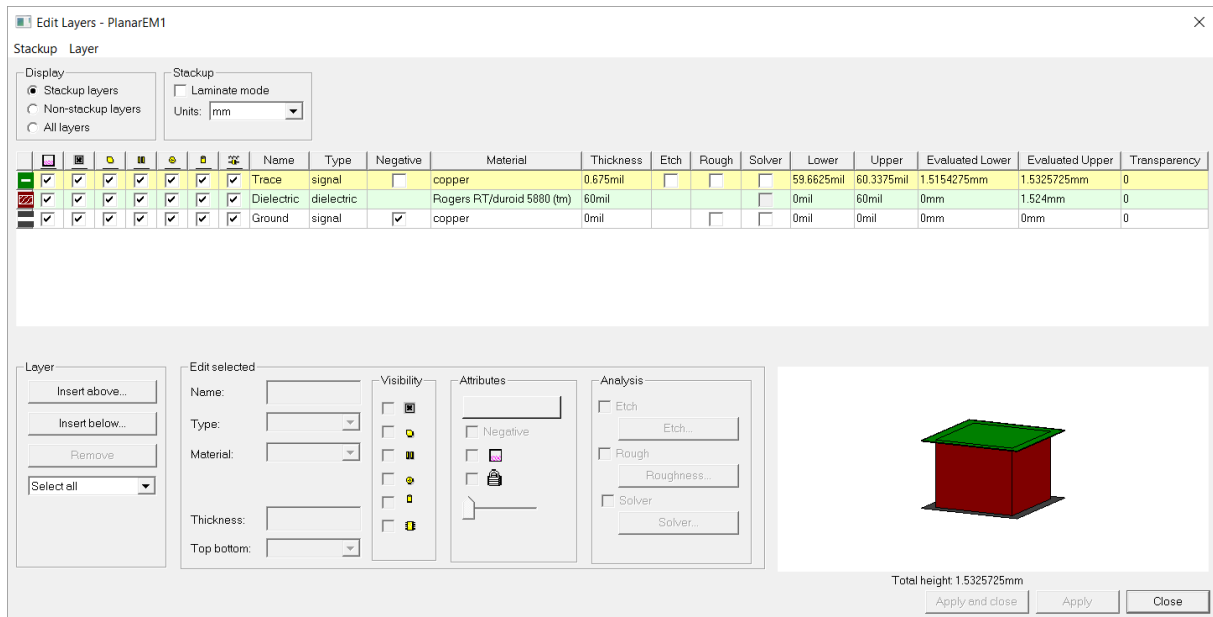


(b) Antena projetada com suas dimensões.



Também colocamos cada camada de material, de forma que haja uma camada de cobre para o plano terra, uma camada de dielétrico, e uma camada de cobre corroído para desenhar onde o sinal será irradiado. A janela do programa mostrando tais configurações está na Figura 4.3. Chegamos nessa janela abrindo o menu *Layers dialog*, com seu ícone localizado na barra de menus da parte superior do programa.

As configurações da porta para a entrada do sinal são vistas na Figura 4.4. Chegamos nessa janela definindo uma porta de entrada o sinal e clicando duas vezes sobre seu nome em *Task manager* > {nome do projeto} > PlanarEM1 > *Excitations* > {nome da porta de entrada}. Utilizamos resistência de 50Ω e com referência ao plano terra.

Figura 4.3: Camadas de material no programa *Ansys*.Figura 4.4: Configurações da porta de entrada do sinal no programa *Ansys*.

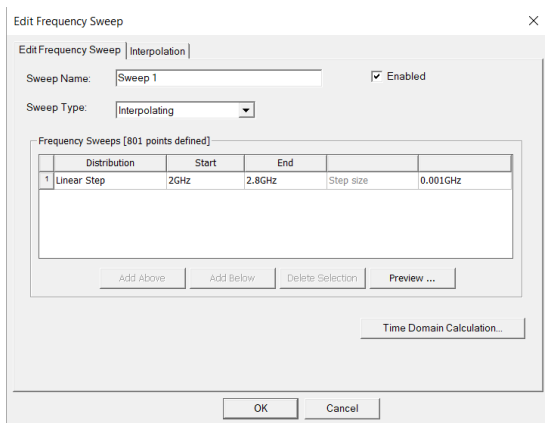
Colocamos uma porta de entrada de sinal, onde se lê *Port 1* na imagem 4.2a. Sua excitação para a primeira análise é uma varredura de frequências de 2 GHz a $2,8\text{ GHz}$ com intervalo de 1 MHz entre os pontos e com interpolação. Tais configurações são vistas na Figura 4.5a. Essa excitação possibilitará desenhar o gráfico da perda de retorno na própria porta, ou s_{11} , em função da frequência.

Já a segunda varredura de frequências é de $1,8\text{ GHz}$ a $3,2\text{ GHz}$, com intervalo de 100 MHz e de modo discreto, para que se possa construir o diagrama de radiação da antena. A janela com as configurações está na Figura 4.5b.

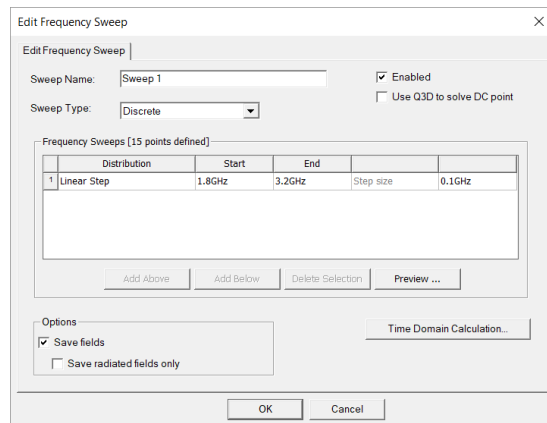
As excitações podem ser adicionadas entrando em *Task manager* > {nome do projeto} > PlanarEM1 > *Analysis*, clicando com o botão direito do *mouse*. Para a simulação interpolada, clica-se em *Add Planar EM Solution Setup*, e, para a simulação discreta, clica-se em *Add HFSS Solution Setup*.

Figura 4.5: Varreduras de frequência.

(a) Análise do retorno das excitações na porta de entrada do sinal.



(b) Análise dos campos radiados.



4.3 Simulação da primeira varredura de frequências

A primeira varredura, como visto na Figura 4.6, é responsável por verificar a resposta em frequência da antena, segundo s_{11} .

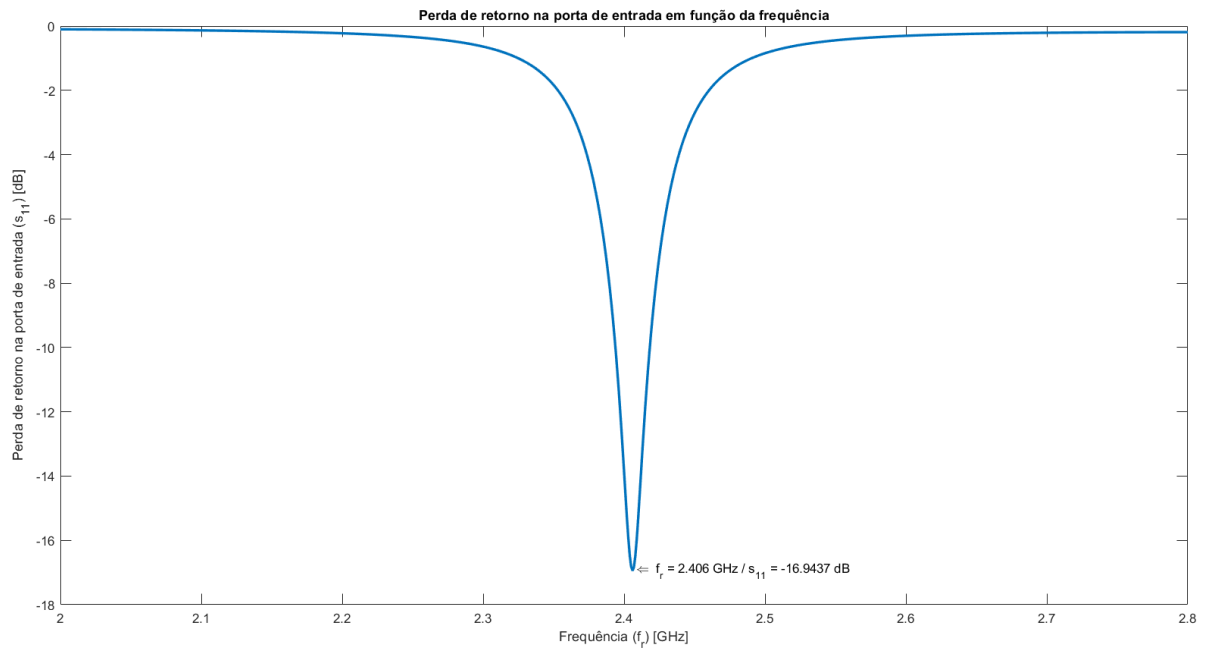
O ponto de mínimo, explicitado na Tabela 4.1, mostra a frequência, na qual o sinal tem a menor parcela de energia refletida de volta para a linha de transmissão. Além disso, é possível calcular a largura de banda, subtraindo os pontos 3 decibéis abaixo da parte plana, que nesse caso são $f_1 = 2,367\text{ GHz}$ e $f_2 = 2,446\text{ GHz}$, resultando na largura de faixa $BW = 79\text{ MHz}$.

Tabela 4.1: Ponto de mínimo da resposta em frequência da antena

Pontos	Valores
Frequência (f_r) [GHz]	2,406
Perda de retorno (s_{11}) [dB]	-16,94

O próximo gráfico a ser elaborado é a relação de onda estacionária da antena, a ROE (em inglês SWR - *standing wave ratio*).

Figura 4.6: Resposta em frequência da antena com *notch gap*.



Essa relação serve para garantir que haja maior transferência de energia da linha de transmissão para a antena, o que ocorre quando o ROE tem valor 1. O gráfico para a antena projetada está na Figura 4.7. De acordo com o gráfico, o ponto mais próximo de 1 é $f_r = 2,406 \text{ GHz}$ com $ROE = 1,33$ e está anotado na Tabela 4.2.

Figura 4.7: Resposta em frequência da antena: relação de onda estacionária.

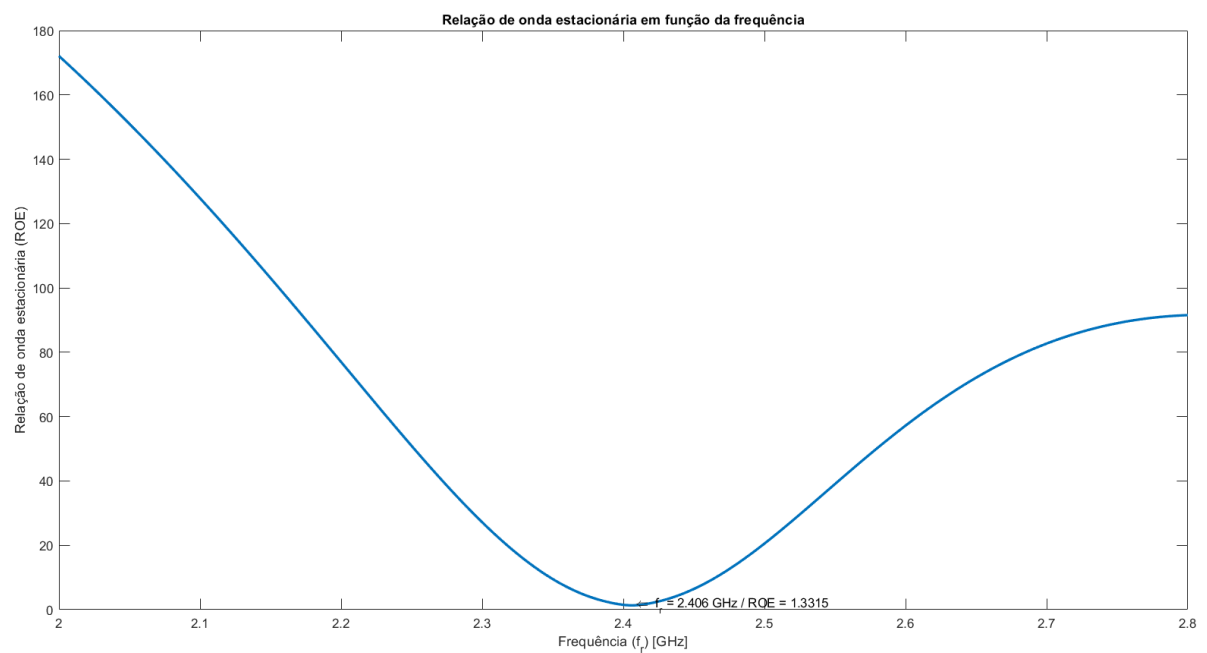


Tabela 4.2: Ponto mais próximo de 1 da relação de onda estacionária da antena.

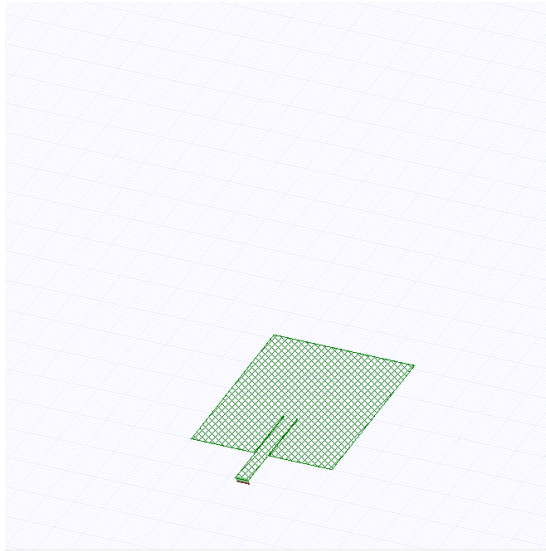
Pontos	Valores
Frequência (f_r) [GHz]	2,406
Relação de onda estacionária (ROE)	1,33

4.4 Simulação da segunda varredura de frequências

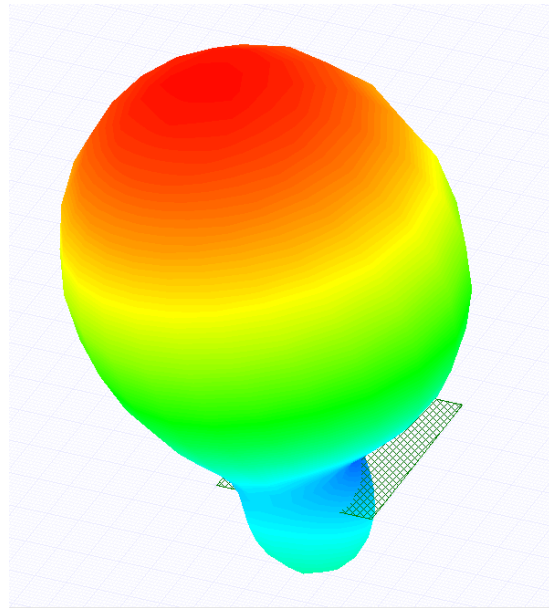
A próxima simulação tem como objetivo visualizar o diagrama de radiação da antena em 2,4 GHz, a frequência do projeto. E isso pode ser visto nas imagens 4.8a e 4.8b. Como vemos, o diagrama de radiação ficou perpendicular à antena, o que era esperado, visto que essa é uma antena direcional com um lóbulo principal.

Figura 4.8: Diagrama de radiação da antena projetada.

(a) Antena.



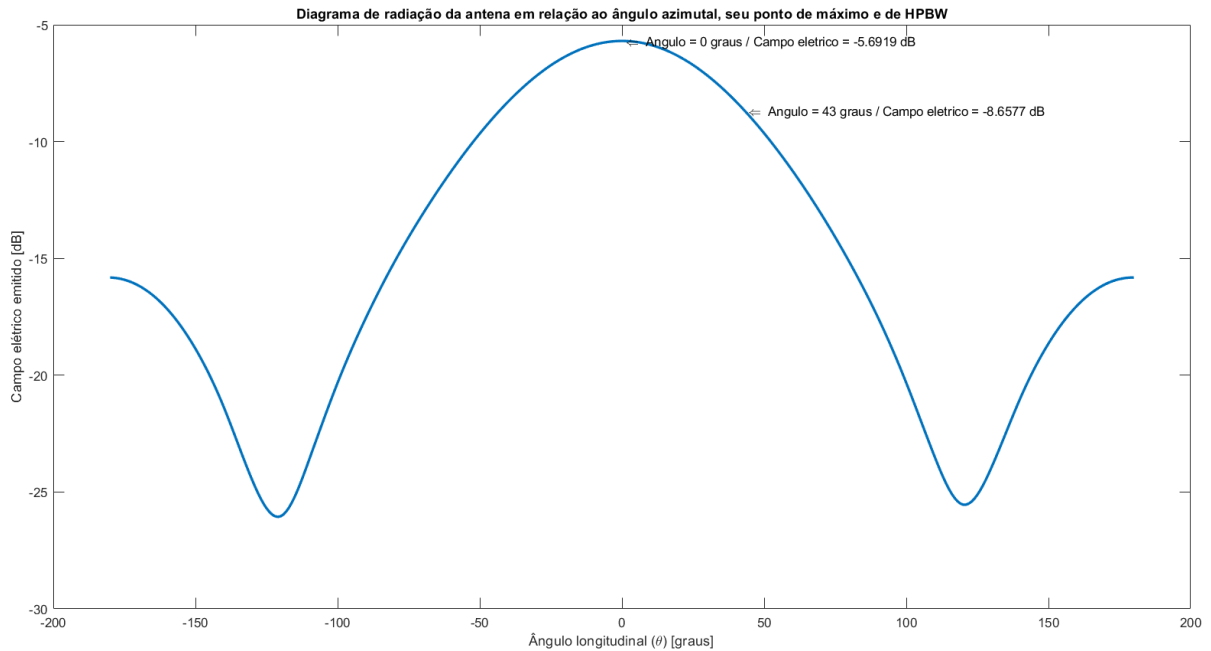
(b) Diagrama de radiação.



Com a segunda varredura, calculamos a diretividade da antena. Assumimos perfil de antena direcional com um único lóbulo para frente, e o diagrama de radiação teve seu contorno traçado em um plano, visto na Figura 4.9. Neste gráfico foram destacados o ponto de maior emissão, bem como o ponto de meia-potência (HPBW) do feixe. A relação entre os dois é de -3 dB .

Usamos o sistema de coordenadas visto na Figura 4.10 e o método proposto em (BALANIS, 2005) para calcular a diretividade D_0 . O ponto de meia-potência do feixe está em $\theta = 43 \text{ graus}$. Chegamos na medida de θ_{1r} (ângulo azimutal formado por pontos opostos de HPBW do lóbulo principal na direção do eixo x) e de θ_{2r} (ângulo azimutal formado por pontos opostos de HPBW do lóbulo principal na direção do eixo y). Estes dois ângulos são iguais, portanto $\theta_{1r} = \theta_{2r} = 2 \times \theta = 2 \times 43 \text{ graus} = 2 \times 0,75 \text{ rad} = 1,5 \text{ rad}$.

Figura 4.9: Diagrama de radiação planejado da antena, com seu ponto de máximo e HPBW.



Para achar o ângulo sólido correspondente à abertura do lóbulo, usamos o método aproximado, onde $\Omega_A \approx \theta_{1r} \times \theta_{2r}$, resultando em $\Omega_A = 2,25$ esterradianos. Calculamos a diretividade máxima D_0 por (4.1) e, portanto, $D_0 = 5,585$ (adimensional) ou 7,47 dB.

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (4.1)$$

Com essas informações, fizemos uma tabela resumo com as características da antena em suas configurações calculadas (Tabela 4.3).

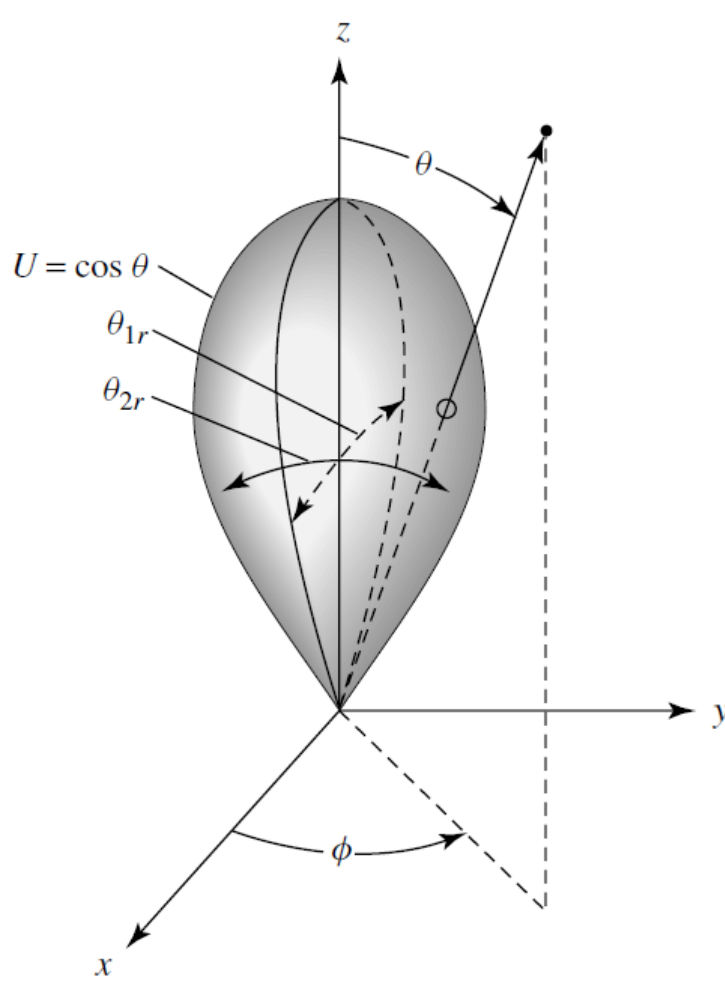
Tabela 4.3: Características da antena em suas configurações calculadas.

Largura de notch gap (g) [mm]	Perda de retorno (s_{11}) [dB]	Relação de onda estacionária (ROE)	Largura de banda (BW) [MHz]	Diretividade (D_0) [dB]
0,283	-16,94	1,33	79	7,47

Por fim, simulamos a densidade de corrente na superfície da antena em seu funcionamento para 2,4 GHz (Figura 4.11).

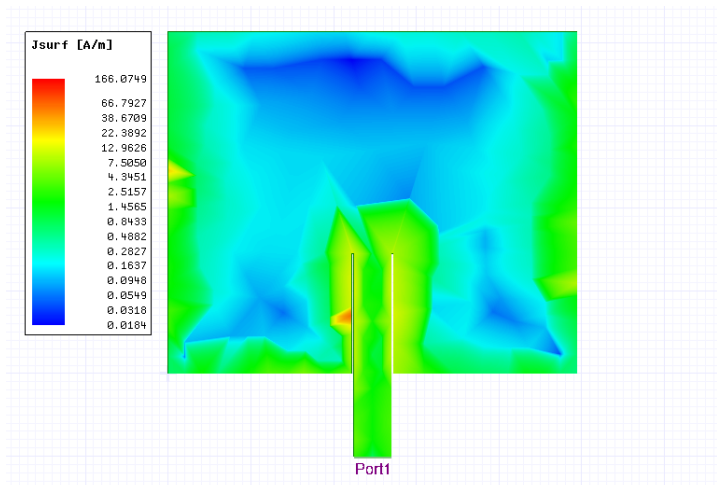
Nota-se que a maior densidade de corrente está nas bordas, como era esperado. E o valor médio das bordas é, aproximadamente, $J = 22,5$ A/m.

Figura 4.10: Sistema de coordenadas usados nos cálculos da diretividade.



Fonte: Balanis (2005)

Figura 4.11: Densidade de corrente na antena durante seu funcionamento.



4.5 Simulação da antena sem *notch gap*

Antes de simular a antena variando o *notch gap* para os valores definidos, simulamos a antena sem o casamento de impedâncias, para que seja usada de referência nas comparações com as outras. O gráfico de perda de retorno pode ser visto na Figura 4.12 e seu valor de mínimo na tabela 4.4. A largura de banda foi calculada pelo mesmo método do caso anterior e chegou-se em $BW = 105 \text{ MHz}$.

Figura 4.12: Perda de retorno da antena sem *notch gap*.

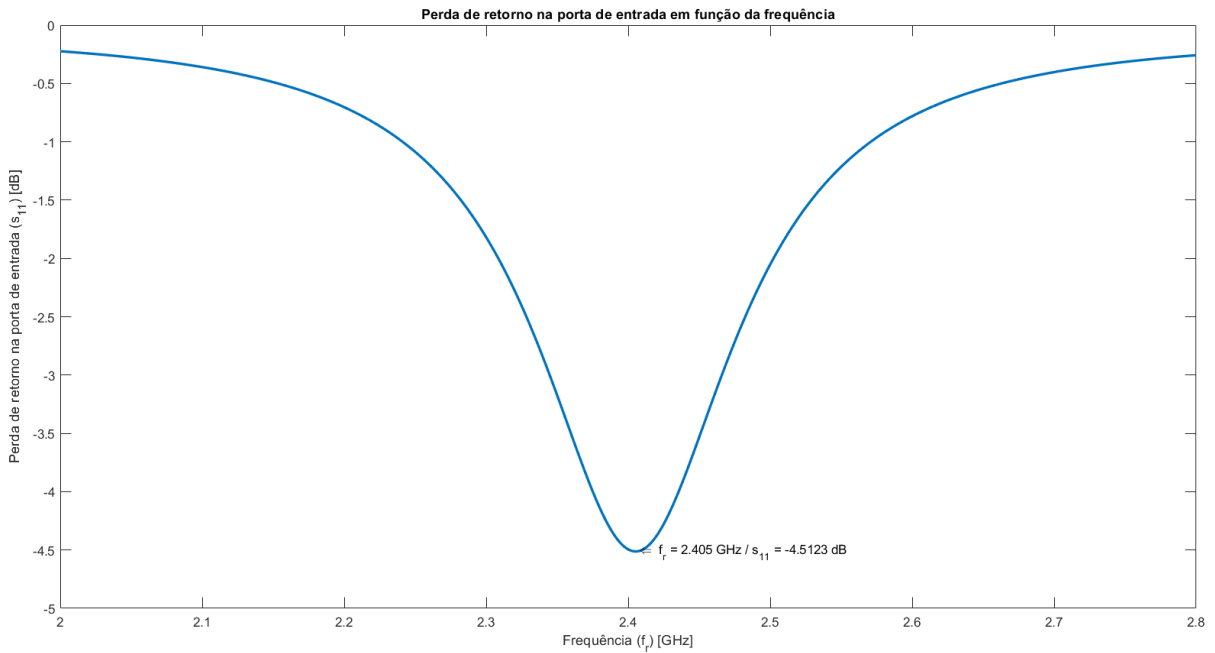


Tabela 4.4: Ponto de mínimo da resposta em frequência da antena sem *notch gap*

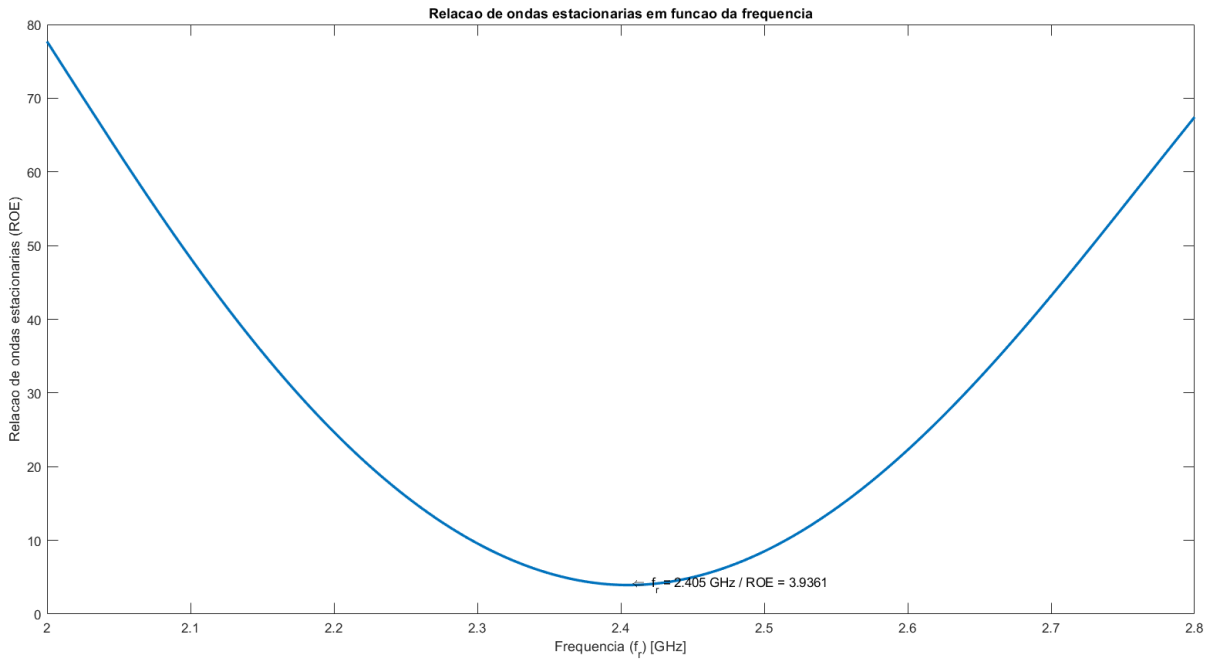
Pontos	Valores
Frequência (f_r) [GHz]	2,405
Perda de retorno (s_{11}) [dB]	-4,51

O gráfico de relação de onda estacionária é visto na Figura 4.13 e a tabela com o valor mais próximo de 1 é vista na Tabela 4.5.

Tabela 4.5: Ponto mais próximo de 1 da relação de onda estacionária da antena sem *notch gap*.

Pontos	Valores
Frequência (f_r) [GHz]	2,405
Relação de onda estacionária (ROE)	3,936

A diretividade foi calculada seguindo o mesmo método do caso anterior, e achamos que tem valor $7,67 \text{ dB}$.

Figura 4.13: Relação de onda estacionária da antena sem *notch gap*.

A Tabela 4.6 é um resumo para todos os parâmetros da antena sem o *notch gap*.

Tabela 4.6: Características da antena sem *notch gap*.

Largura de notch gap (g) [mm]	Perda de retorno (s_{11}) [dB]	Relação de onda estacionária (ROE)	Largura de banda (BW) [MHz]	Diretividade (D_0) [dB]
0,0	-4,51	3,936	105	7,67

4.6 Simulação para diferentes larguras de *notch gap*

Por fim, variamos a largura de *notch gap* nos valores: 0,2 mm, 0,3 mm, 0,4 mm, 0,5 mm, 0,6 mm, 0,7 mm, 0,8 mm, 0,9 mm, e 1,0 mm, e simulamos novamente os gráficos de diagrama de radiação, relação de onda estacionária e perda de retorno. Com esses gráficos, conseguimos obter também a diretividade e a largura de banda para a frequência de 2,4 GHz. A Tabela 4.7 mostra os resultados.

No que se refere à perda de retorno, notamos que diminui conforme a largura de *notch gap* se aproxima do valor ideal calculado, principalmente no caso de o *notch gap* ser igual a 0,2 mm, em que $s_{11} = -25,9$ dB. Dessa forma, atestamos que há menos sinal da frequência desejada sendo refletido de volta para a linha de transmissão. Mas, conforme a largura de *notch gap* aumenta, as impedâncias da linha de transmissão e da antena começam a não estar mais casadas, e o desempenho da antena cai. O pior caso foi para $g = 1$ mm, em que a perda de retorno teve valor $-7,8$ dB.

Tabela 4.7: Características da antena com diferentes larguras de *notch gap*.

Largura de notch gap (g) [mm]	Perda de retorno (s_{11}) [dB]	Relação de onda estacionária (ROE)	Largura de banda (BW) [MHz]	Diretividade (D_0) [dB]
0,0	-4,51	3,936	105	7,67
0,2	-25,9	1,107	88	7,67
0,3	-16,44	1,355	79	7,26
0,4	-12,48	1,624	71	7,47
0,5	-11,35	1,742	67	7,47
0,6	-10,66	1,83	65	7,67
0,7	-10,35	1,872	63	7,47
0,8	-9,15	2,071	60	7,26
0,9	-8,85	2,129	58	7,26
1,0	-7,8	2,375	53	7,26

Também percebemos que o valor da ROE diminui quando a largura de *notch gap* é menor. E, de novo, o melhor caso é o de $g = 0,2 \text{ mm}$, onde o valor do ROE é 1,107, e se aproxima do ideal de $ROE = 1$. Isso significa que, para esses casos, há mais sinal da frequência desejada efetivamente passando da linha de transmissão para a antena, ressoando nela, e, conseqüentemente, irradiando melhor o sinal. Já para o pior caso, novamente foi o de $g = 1 \text{ mm}$, tendo valor de ROE igual a 2,375.

A largura de banda se estreita à medida que a largura do notch gap diminui. De modo que, a largura de banda para $g = 0,2 \text{ mm}$ é 88 MHz , e para $g = 1,0 \text{ mm}$, é 53 MHz . Uma diferença de 35 MHz causada somente pela diferença entre o casamento de impedâncias da linha de transmissão com a antena.

Por último, nota-se que a diretividade se mantém constante para todos os casos. Isso implica que não houve mudança significativa no formato do lóbulo principal no diagrama de radiação para as diferentes larguras do *notch gap*, confirmando que o casamento de impedâncias não é um fator que altera o formato do diagrama de radiação.

5 CONCLUSÕES

Pode-se afirmar que a antena projetada comportou-se como um bom emissor para a frequência de $2,4\text{ GHz}$, com relação de onda estacionária igual a $1,33$, significando que houve somente uma perda de 2% na potência transferida da linha de transmissão para a antena, devido às ondas refletidas na porta de entrada do sinal (SKYWORKS, 2018). O valor da perda de retorno é de quase -17 dB , portanto a maioria do sinal da frequência de $2,4\text{ GHz}$ é transmitido para a antena sem ser refletido em sua porta, e é, de fato, irradiado. E seu diagrama de radiação, ficou apontado ortogonalmente a sua face, como esperado por ser uma antena de perfil direcional.

Concluimos que é extremamente necessário a inclusão de um método de casamento de impedâncias quando se projeta uma antena *patch*, visto que quando fizemos a simulação para a antena sem *notch gap*, chegamos em um valor de perda de retorno de somente $-4,51\text{ dB}$, e para a antena com o *notch gap* ideal chegou-se em praticamente -17 dB , uma diferença de quase $12,5\text{ dB}$, mostrando que a onda incidente na porta de entrada é refletida bem menos no segundo caso, devido ao casamento de impedâncias. O mesmo aconteceu para a relação de onda estacionária, em que, para a antena sem *notch gap*, resultou em $3,94$, e para a antena com o *notch gap* calculado, obtivemos $1,33$, significando que a energia é melhor transferida para a antena no segundo caso. A largura de banda, usando a definição aplicada, aumentou para a antena sem *notch gap*, com valor de 105 MHz em comparação a 79 MHz do caso com o *notch gap* ideal, porém, observando o gráfico, percebemos que os valores da perda de retorno da banda de emissão da antena são bem menores que a antena com o *notch gap* calculado, concluindo assim que a antena com o *notch gap* irradia melhor para as frequências circundando a frequência de projeto da antena, mesmo com menor largura de banda. E notamos que a diretividade não apresentou mudanças consideráveis, implicando em sua independência com o casamento de impedâncias.

Também foi possível notar a diferença de características quando se altera o valor da largura de *notch gap*, responsável pelo casamento de impedância da antena com a linha de transmissão. Percebemos que a antena se comporta melhor como um emissor para a frequência de $2,4\text{ GHz}$ quanto menor é o valor da largura de *notch gap*, já que houve o casamento de impedâncias entre a linha de transmissão e a antena. Dessa forma, a menor perda de retorno aconteceu em $0,2\text{ mm}$, tendo valor de $-25,9\text{ dB}$, assim como o ROE mais perto de 1 ($1,107$), e maior largura de banda, que teve valor de 88 MHz . Isso leva a concluir que, na frequência desejada de $2,4\text{ GHz}$, a antena funciona melhor para $g = 0,2\text{ mm}$. Já o pior caso analisado no trabalho foi para $g = 1\text{ mm}$, em que sua perda de retorno foi igual a $-7,8\text{ dB}$, sua relação de onda estacionária igual a $2,375$ e largura de banda igual a 53 MHz . Todos os valores foram inferiores aos demais casos. Com essa

comparação, confirmamos a importância de um *notch gap* devidamente projetado para a antena, de modo que o casamento de impedâncias seja o melhor possível. E, assim, que a antena tenha seu desempenho melhorado e o sinal transmitido com sucesso.

Com essa construção é possível implementar a antena em um roteador residencial de *Wi-Fi* e focalizar o sinal para o usuário, visto que todas as antenas funcionaram para a frequência de $2,4\text{ GHz}$ e possuem o padrão de radiação direcional necessário para tanto. Porém, segundo Oliveira et al. (2014), para que uma antena funcione em aplicações *Wi-Fi* sua largura de banda deve ser de $83,5\text{ MHz}$ ou maior, significando que somente o caso de $g = 0,2\text{ mm}$ poderá ser utilizado para tal. O caso da antena com ausência de *notch gap* poderia ser utilizada para esse fim, se considerássemos somente a largura de banda, porém, observando a perda de retorno, nota-se que muito do sinal que chega à entrada da antena é refletido de volta para a linha de transmissão, portanto pouco será irradiado de fato, desqualificando esse caso para usos em roteadores *Wi-Fi*.

REFERÊNCIAS

- ANSYS. Slide da *Ansys* explicando o *ANSYS Electromagnetic Tools*. 2017. <https://www.hpc.kaust.edu.sa/sites/default/files/files/public/ANSYS_Workshop/2017/6.ANSYS-Electronics.pdf>. Acessado em 31 de Outubro de 2018.
- _____. Site da *Ansys*. 2018. <<https://www.ansys.com/products/electronics>>. Acessado em 31 de Outubro de 2018.
- AZEVEDO, A. F. M. **Método dos Elementos Finitos**. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2003. Disponível em: <<http://www.fe.up.pt/~alvaro>>.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- BEVELACQUA, P. J. **Antenna-Theory.com**. 2009. <<http://www.antenna-theory.com/>>. Acessado em 8 de Novembro de 2018.
- HARRINGTON, R. F. **Time-Harmonic Electromagnetic Fields**. [S.l.]: McGraw-Hill Book Co., 1961. P. 183.
- MATIN, M. A.; SAYEED, A. I. A design rule for inset-fed rectangular microstrip patch antenna. **WSEAS Transactions on Communications**, v. 9, p. 63–72, 1 2010.
- MIRLISENNA, G. **Método dos Elementos Finitos: O que é?** 2016. <<https://www.esss.co/blog/metodo-dos-elementos-finitos-o-que-e/>>. Acessado em 2 de Novembro de 2018.
- OLIVEIRA, M. A. et al. Análise paramétrica em uma antena patch retangular de microfita com fendas. **Revista INNOVER**, v. 1, p. 48–60, 12 2014.
- POZAR, D. M. Microstrip antennas. **Proceedings of the IEEE**, v. 80, p. 79–91, 1 1992.
- _____. **Microwave engineering**. 4. ed. [S.l.]: Wiley, 2012.
- PRABHAKAR, D.; RAO, P. M.; SATYANARAYANA, M. Characteristics of patch antenna with notch gap variations for wi-fi applications. **International Journal of Applied Engineering Research ISSN**, 2016.
- ROGERS. **Datasheet para o Duroid RT/5880**. 2018. <<https://www.rogerscorp.com/documents/606/acs/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf>>. Acessado em 18 de Outubro de 2018.
- SAMARAS, T.; KOULOGLOU, A.; SAHALOS, J. N. A note on the impedance variation with feed position of a rectangular microstrip-patch antenna. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 46, p. 90–92, 4 2004.
- SCHAUBERT, D. H.; POZAR, D. M.; ADRIAN, A. Effect of microstrip antenna substrate thickness and permittivity: Comparison of theories and experiment. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 1989.

SKYWORKS. **Tabela relacionando o ROE com a energia que é transferida da linha de transmissão para a antena.** 2018. <<http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/VSWRreturn.pdf>>. Acessado em 4 de Dezembro de 2018.

TRINTINALIA, L. C. **Medida de parâmetros de espalhamento.** [S.l.], 2014. Material didático para a disciplina Laboratório de Antenas e Microondas do Depto. de Eng. de Telecomunicações e Controle da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.