

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Renan Petry Eltz

**Desenvolvimento de um modelo de antena
patch reconfigurável nas faixas 3G, 4G e Wi-Fi**

Porto Alegre

2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Renan Petry Eltz

**Desenvolvimento de um modelo de antena patch
reconfigurável nas faixas 3G, 4G e Wi-Fi**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

UFRGS

Orientador: Prof. Dr. Giovani Bulla

Porto Alegre

2019

RENAN PETRY ELTZ

**Desenvolvimento de um modelo de antena patch
reconfigurável nas faixas 3G, 4G e Wi-Fi**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

**Prof. Dr. Álvaro Augusto Almeida de
Salles**
UFRGS

Prof. Dr. Ivan Müller
UFRGS

Prof. Dr. Giovani Bulla
Orientador - UFRGS

Agradecimentos

Aos meus pais e meu irmão, que sempre me apoiaram e acreditaram em mim.

À Vanessa, que percorreu este caminho da engenharia elétrica comigo, por todo o apoio e por ter deixado esta jornada mais prazerosa.

Ao Giovanni, meu professor orientador que me orientou e auxiliou desde minha bolsa de iniciação científica até este trabalho de conclusão de curso.

Ao Cláudio, que foi o responsável por conseguir diversos dielétricos para o LACOM, um dos quais utilizei na protipação da antena apresentada neste trabalho.

Ao Norton, que me auxiliou na confecção da antena.

A todos os professores que contribuíram ao meu aprendizado e meu desenvolvimento ao longo do curso.

A todos meus colegas de curso que me auxiliaram nessa jornada.

Resumo

O presente trabalho descreve o desenvolvimento de um modelo de antena patch de microfitas com modificações a fim de torná-la reconfigurável em frequência. Foram desenvolvidas duas antenas de mesmo modelo e dimensões diferentes, com objetivo de comutar uma das antenas entre frequências Wi-Fi (2,4 GHz), baseado no padrão IEEE 802.11, e frequências 3G (2,1 GHz) e a outra antena entre Wi-Fi (2,4 GHz) e 4G (1,8 GHz). Estas frequências foram definidas devido à relevância que possuem, sendo amplamente utilizadas em dispositivos móveis.

A motivação do desenvolvimento de um modelo de antena reconfigurável em frequência é devido à importância da reconfigurabilidade em sistemas de rádio cognitivos, embora o tema deste trabalho não seja sobre sistemas de rádios cognitivos.

As técnicas de reconfigurabilidade utilizadas baseiam-se no controle do comprimento elétrico da antena em altas frequências com tensões de polarização em corrente contínua, utilizando o Diodo PIN, que atua como uma chave em altas frequências, controlado por uma rede de polarização CC. Os Diodos PIN são comutados de forma a alterar o comprimento elétrico da antena patch e ao mesmo tempo adaptar a sua impedância para a frequência de interesse. O funcionamento da antena é testado via simulações no software CST Studio Suite[®] e validado com o modelo confeccionado da antena medido em um analisador de rede vetorial (VNA).

Palavras-chave: antena patch, diodo PIN, WLAN, Wi-Fi, 3G, 4G, antena reconfigurável, reconfigurabilidade em frequência.

Abstract

This work describes the development of a microstrip patch antenna model with modifications in order to make it frequency reconfigurable. Two antennas of the same model and different dimensions were developed, switching one antenna between 2.4 Wi-Fi Band, based on IEEE 802.11 standard, and 3G (2.1 GHz) and the other antenna between Wi-Fi (2.4 GHz) and 4G (1.8 GHz). These frequencies were defined due to the relevance they have, being widely used in mobile devices.

The motivation of this frequency reconfigurable antenna model development is due to the importance of the reconfigurability feature in cognitive radio systems, even though cognitive radios isn't this work's theme.

The reconfigurability techniques used are based in the control of the antenna's electric length in high frequencies through DC polarization voltage, using the Pin Diode, which acts as RF switch, controlled by a DC network. The Pin Diodes are switched in a way that alters the antenna's electric length and adapts its impedance at the goal frequencies. The antenna's operation is tested through simulations in CST Studio Suite[®] and validated with the prototyped antenna model measured with a vector network analyzer (VNA).

Keywords: patch antenna, PIN diode, WLAN, Wi-Fi, 3G, 4G, reconfigurable antenna, frequency reconfigurability.

Lista de Figuras

Figura 1	– (a) Lóbulos de Radiação e Largura de Feixe de um Diagrama de Radiação de Antena. (b) Gráfico linear do padrão de potência (Intensidade de Radiação) e os respectivos lóbulos associados	14
Figura 2	– Representação da rotação da onda e representação de polarização . . .	18
Figura 3	– Representação de uma Antena Patch de Microfita	20
Figura 4	– Representação dos métodos de alimentação de uma antena patch de microfita.	21
Figura 5	– Linhas de campo elétrico da microfita e permissividade efetiva do substrato devido aos efeitos de borda. (a) Linha de Microfita. (b) Linhas do Campo Elétrico radiado. (c) Constante Dielétrica Efetiva.	22
Figura 6	– Representação da variação de comprimento elétrico na antena. (a) Vista Superior. (b) Vista Lateral.	23
Figura 7	– Antena Patch com linha de adaptação de 50Ω . Os comprimentos L , W e y_0 são, respectivamente, o comprimento do patch, a largura do patch e o comprimento do gap.	24
Figura 8	– Dimensões da Antena Patch de Microfita	29
Figura 9	– Coeficiente de reflexão simulado da antena patch de microfita	30
Figura 10	– Antena Patch de Microfita com Diodos PINs representados em azul . .	31
Figura 11	– Representação do Diodo PIN em termos de circuito RLC, com parâmetros definidos para estados ON e OFF	32
Figura 12	– Coeficiente de reflexão da antena em função da frequência de acordo com os parâmetros variados.	33
Figura 13	– Coeficiente de reflexão simulado da antena dimensionada para 2,4-1,8 GHz	35
Figura 14	– Antena patch reconfigurável, com componentes discretos ocultados . .	36
Figura 15	– Antena patch reconfigurável, com identificação dos componentes discretos	37
Figura 16	– Coeficiente de reflexão simulado para antena com comutação entre 2,4 GHz e 1,8 GHz	38
Figura 17	– Coeficiente de reflexão simulado para antena com comutação entre 2,4 GHz e 2,1 GHz	39
Figura 18	– Coeficiente de reflexão simulado para antena patch de $f_r = 2,4$ GHz . .	40
Figura 19	– Coeficiente de reflexão simulado para antena patch de $f_r = 2,1$ GHz . .	41
Figura 20	– Coeficiente de reflexão simulado para antena patch de $f_r = 1,8$ GHz . .	41
Figura 21	– Perdas na Antena com Diodo <i>OFF</i> (2,4 GHz)	43
Figura 22	– Perdas na Antena com Diodo <i>ON</i> (1,8 GHz)	43
Figura 23	– Antena prototipada sem componentes	45

Figura 24 – Antena prototipada com componentes soldados	45
Figura 25 – Antena prototipada com componentes identificados	46
Figura 26 – Medição do coeficiente de reflexão da Antena com o Diodo OFF	47
Figura 27 – Medição do coeficiente de reflexão da Antena com o Diodo ON	48
Figura 28 – Antena simulada com dimensões medidas com paquímetro e sem os diodos superior esquerdo e inferior esquerdo	50
Figura 29 – Coeficiente de reflexão simulado	51

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros da Antena Patch	28
Tabela 2 – Descrição das Dimensões da Antena Patch	32
Tabela 3 – Estado do diodo e comprimento da faixa extra	33
Tabela 4 – Parâmetros para as frequências de interesse	34
Tabela 5 – Comprimento Adicional de cobre na antena para 1,8 GHz e 2,1 GHz	34
Tabela 6 – Impedância do Indutor e do Capacitor de Acordo com a Frequência	36
Tabela 7 – Dimensões Idênticas Para Ambos os Modelos	37
Tabela 8 – Dimensões para os modelos de antena	37
Tabela 9 – Dimensões para Antenas Não-Reconfiguráveis com f_r em 2,4, 2,1 e 1,8 GHz	40
Tabela 10 – Eficiências para os modelos de antenas não-reconfiguráveis, com sintonia nas frequências de 2,4 GHz, 2,1 GHz e 1,8 GHz.	42
Tabela 11 – Eficiências para antena de comutação 2,4 GHz - 1,8 GHz com diodo ON/OFF	42
Tabela 12 – Eficiências para antena de comutação 2,4 GHz - 2,1 GHz com diodo ON/OFF	42
Tabela 13 – Perdas na Antena nos modelos de 2,4 GHz e 1,8 GHz	43
Tabela 14 – Eficiências de radiação simuladas para f_r em 2,4, 2,1 e 1,8 GHz comparando modelos com e sem componentes discretos	44
Tabela 15 – Resultado da ressonância para simulação e medição da antena prototipada	49
Tabela 16 – Comprimentos da antena simulada e prototipada	50
Tabela 17 – Descrição dos comprimentos da tabela 16	50
Tabela 18 – Comparação do parâmetro S11 para o modelo prototipado e o modelo ressimulado conforme as dimensões medidas e contendo 2 diodos sem contato	51

Lista de abreviaturas

GHz	Giga Hertz
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
f_r	Frequência de Ressonância
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
dB	Decibel
RF	Rádio Frequência
nH	Nano Henry
pF	Pico Faraday
W	Watts
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
LB	Largura de Banda

Sumário

1	INTRODUÇÃO	12
2	REVISÃO TEÓRICA E BIBLIOGRÁFICA	13
2.1	Antenas - Conceitos	13
2.1.1	Diagrama de Radiação	13
2.1.2	Lóbulos de Radiação e Largura de Feixe	14
2.1.3	Intensidade de Radiação e Potência Radiada	15
2.1.4	Diretividade, Ganho e Eficiência	15
2.1.5	Largura de Banda, Coeficiente de Reflexão e VSWR	16
2.1.6	Impedância de Entrada da Antena	16
2.1.7	Frequência de Ressonância	17
2.1.8	Polarização	17
2.2	Antenas Planares	19
2.3	Antena Patch de Microfita	19
2.3.1	Métodos de Alimentação	21
2.3.2	Modelo de Linha de Transmissão	22
2.4	Reconfigurabilidade e Sistemas Rádio-Cognitivos	25
3	SOLUÇÃO PROPOSTA E DESENVOLVIMENTO DA ANTENA RECONFIGURÁVEL	28
3.1	Modelo Base da Antena	28
3.2	Frequências de Interesse	30
3.3	Proposta de Modificação	31
3.4	Modelo Final da Antena	35
3.4.1	Circuito de Polarização dos Diodos e Desacoplamento CA/CC	35
3.4.2	Dimensões Finais da Antena	36
4	RESULTADOS	38
4.1	Simulações	38
4.1.1	Banda Simulada	38
4.1.2	Eficiências Simuladas para Modelos Não-Reconfiguráveis de Antena Patch em 2,4, 2,1 e 1,8 GHz	39
4.1.3	Eficiência Simulada para os Modelos Reconfiguráveis e Comparação	42
4.2	Modelo Prototipado e Medições	44
5	CONCLUSÃO	52

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 53

1 Introdução

A tecnologia 4G é a quarta geração da tecnologia de telefonia móvel e possui uma imensa importância devido a sua larga e frequente utilização, assim como a terceira geração (3G), que ainda é amplamente utilizada. O desenvolvimento de modelos de antenas operando na banda Wi-Fi, 3G e 4G voltados para a reconfigurabilidade entre estas faixas de frequência possui relevância tanto pelo estudo da técnica de reconfigurabilidade quanto pela aplicação real da comutação entre estas bandas. Além disso, a reconfigurabilidade de antenas é um atributo essencial para sistemas de rádio cognitivo, que, operando com alocação espectral, podem compartilhar faixas de frequências e ajustar a ressonância da antena para emitir e receber apenas a faixa de frequência de interesse, evitando interferências entre sinais distintos. O sistema de rádio cognitivo é capaz de monitorar as frequências no ambiente, podendo realocar a transmissão de acordo com o que for mais vantajoso, havendo assim uma necessidade de um controle por *software*. Rádios Definidos por Software (SDR) são sistemas de radiocomunicação em que alguns componentes usualmente implementados em *hardware* são implementados em *software*, sendo este um atributo essencial para o funcionamento de um sistema de rádio cognitivo.

Conforme o tempo passa, mais aplicações que utilizam espectro eletromagnético são criadas e mais utilizadas, é natural que ocorra a diminuição de espectros de frequências livres e possíveis aumentos de interferências nas faixas utilizadas. Nesse sentido, sistemas de rádios cognitivos são promissores para o futuro de aplicações sem fio, podendo aumentar de forma significativa a eficiência da comunicação e evitar problemas de interferências. Sistemas de rádio cognitivo são estudados como uma possibilidade de expandir as redes de acesso a internet em banda larga.

Neste trabalho, o foco se dará em torno de antenas planares com capacidade de reconfiguração em frequência, dando importância para o funcionamento de antenas em si, estudando e aplicando a técnica de reconfigurabilidade em frequência.

Foi desenvolvido um modelo reconfigurável de antena planar, podendo ser futuramente utilizado em algum sistema de rádio cognitivo, não possuindo uma definição prévia de alguma aplicação específica. O objetivo do projeto está no desenvolvimento da antena reconfigurável com foco no estudo da reconfigurabilidade para faixas de frequência de 4G e Wi-Fi, identificando benefícios da implementação da reconfigurabilidade, comparando com o modelo não-reconfigurável, custos de performance e a técnica de reconfigurabilidade utilizada.

2 Revisão teórica e bibliográfica

2.1 Antenas - Conceitos

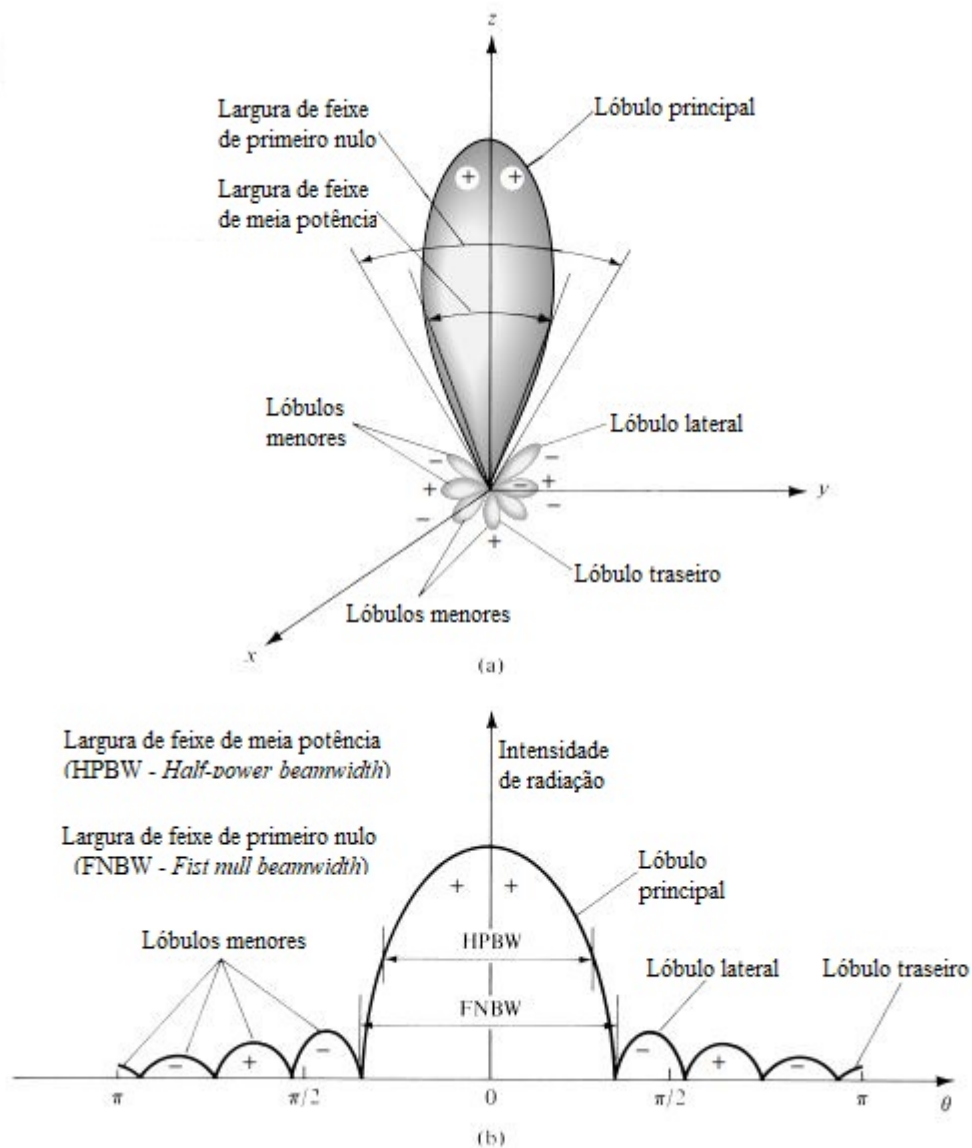
Segundo (BALANIS, 2017), antenas são elementos que utilizam tensões elétricas e correntes elétricas para transmitir ondas eletromagnéticas para um meio, e o contrário também é verdadeiro, uma antena pode receber uma onda eletromagnética que se manifesta em uma geração de corrente e tensões elétricas em sua estrutura, podendo ser vistas como transdutores de correntes e tensões elétricas para ondas eletromagnéticas e vice-versa. As ondas transmitidas para o meio se fazem possível quando há uma corrente elétrica variante no tempo ou uma aceleração das cargas elétricas.

2.1.1 Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação é definido como uma função matemática ou representação gráfica das propriedades de radiação da antena em função de coordenadas espaciais. É a demonstração da radiação ao longo do espaço, especificando parâmetros como intensidade de radiação, ou campo elétrico e magnético em função das coordenadas espaciais (r , θ , ϕ), indicando com essa relação tanto a intensidade ao longo do espaço quanto a fase, diretividade e polarização da onda transmitida ou recebida pela antena (BALANIS, 2017).

Usualmente os diagramas de campo e de potência radiada são normalizados em relação à seu valor máximo, podendo ser representados de forma relativa tanto em escala linear quanto em dB. Há 3 termos utilizados para descrever diferentes tipos de padrões de radiação: Isotrópica, Omnidirecional e Direcional. Uma antena que irradia igualmente em todas as direções no espaço pode ser chamada de Isotrópica, e seu diagrama de radiação tem valor constante em função de (θ, ϕ) , este é um modelo de radiação utilizada com referência para expressar a radiação de antenas, porém não é fisicamente realizável. Uma antena omnidirecional é definida como uma antena cujo padrão de radiação não varia em um determinado plano, portanto ela seria independente de θ ou ϕ . E uma antena direcional é capaz de irradiar ou receber ondas eletromagnéticas em algumas direções de maneira mais eficiente do que outras.

Figura 1 – (a) Lóbulos de Radiação e Largura de Feixe de um Diagrama de Radiação de Antena. (b) Gráfico linear do padrão de potência (Intensidade de Radiação) e os respectivos lóbulos associados



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2017)

2.1.2 Lóbulos de Radiação e Largura de Feixe

Como é possível ver na figura 1, lóbulos de radiação são regiões do diagrama confinadas por regiões de fraca intensidade relativa de radiação. A largura de feixe é a largura em θ do lóbulo principal centrado no ponto de maior intensidade de radiação.

2.1.3 Intensidade de Radiação e Potência Radiada

A intensidade de radiação é definida como a potência irradiada de uma antena por unidade de ângulo sólido, ou seja, é representada em $[W/SR]$ (Watts por Esferorradianos).

$$U = r^2 \cdot W_{rad} \quad [W/S_R] \quad (1)$$

Onde U é a intensidade de radiação em $[W/unidade\ de\ ângulo\ sólido]$, r é o raio da antena até o ponto do espaço cuja intensidade de radiação está sendo calculada, e W_{rad} é a densidade de radiação em $[W/m^2]$. A Potência total radiada da antena pode ser encontrada integrando a intensidade de radiação ao longo do ângulo sólido de 4π .

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \cdot \sin(\theta) d\theta d\phi \quad [W] \quad (2)$$

2.1.4 Diretividade, Ganho e Eficiência

A eficiência da antena, assim como em outras aplicações, é definida como a potência de saída sobre a potência de entrada, ou seja, a potência irradiada da antena sobre a potência de entrada:

$$\eta = \frac{P_{irrad}}{P_{entrada}} = \frac{P_{irrad}}{(P_{irrad} + P_{dissipado})} \quad (3)$$

A diretividade é definida como sendo a relação entre a intensidade de radiação em determinada direção sobre a intensidade de radiação média em todas as direções:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{Isotropico}} = \frac{U(\theta, \phi) \cdot 4\pi}{P_R} \quad (4)$$

Se uma direção não é especificada, a diretividade usualmente se refere à diretividade máxima, considerando o ângulo para máxima intensidade de radiação dividida pela intensidade média de radiação:

$$D_{max} = D_0 = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{rad}} \quad (5)$$

O ganho da antena, de maneira semelhante à diretividade, também contabiliza a relação da intensidade de radiação entre a média e determinada direção, porém em função da potência aceita na entrada da antena caso sua radiação fosse isotrópica:

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \phi)}{P_{entrada\ de\ uma\ fonte\ isotropica\ sem\ perdas}} \quad (6)$$

Portanto o ganho e a diretividade podem ser diretamente relacionados através da eficiência da antena:

$$G(\theta, \phi) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \quad (7)$$

Onde G é o ganho, a eficiência e D a diretividade da antena.

2.1.5 Largura de Banda, Coeficiente de Reflexão e VSWR

A largura de banda é definida como a(s) faixa(s) de frequência(s) cuja performance da antena estão de acordo com o padrão definido. Muitas vezes, este padrão é definido a partir do coeficiente de reflexão da antena. O coeficiente de reflexão Γ representa o quanto da amplitude de tensão da onda incidente é refletida para a fonte devido à uma descontinuidade de impedância, ou seja, é a razão de amplitude de tensão da onda refletida sobre a amplitude de tensão da onda incidente em um ponto. (POZAR, 2005) O coeficiente de reflexão pode ser calculado através da impedância de entrada da antena de acordo com a equação 8.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (8)$$

Onde Γ é o coeficiente de reflexão, Z_{in} é a impedância de entrada da antena para uma determinada frequência e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão conectada à antena. É comum utilizar como definição de Largura de Banda a faixa de frequência cujo coeficiente de reflexão é menor ou igual à -10dB, e às vezes, menor ou igual à -6dB, dependendo dos critérios estabelecidos. Também pode-se expressar essa relação através do VSWR, que é o Coeficiente de Onda Estacionária, ou (*Voltage Standing Wave Ratio*) em inglês, podendo ser definido diretamente pela coeficiente de reflexão da forma:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (9)$$

Nota-se que o VSWR varia de 1 à infinito, dado que o coeficiente assume valores de 0 à 1 em termos absolutos.

2.1.6 Impedância de Entrada da Antena

A impedância da entrada da antena possui uma dependência complexa de acordo com a frequência e é definida pela razão do par tensão e corrente elétrica nos terminais da antena em uma determinada frequência.

$$Z_A = R_A + jX_A = V_A(w)/I_A(w) \quad (10)$$

A parte resistiva da antena contém 2 componentes:

$$R_A = R_r + R_L \quad (11)$$

Onde R_r é a resistência de radiação da antena (componente responsável pela potência irradiada), e R_L é a resistência de perdas. Supondo um gerador com impedância interna de:

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (12)$$

A máxima potência entregue ocorre quando a impedância do gerador e a da antena são conjugados complexos, ou seja:

$$R_g = R_r + R_L \quad (13)$$

e

$$X_g = -X_A \quad (14)$$

Assumindo um gerador com reatância nula, com resistência próxima à resistência da antena, este casamento ocorre para $X_A=0$.

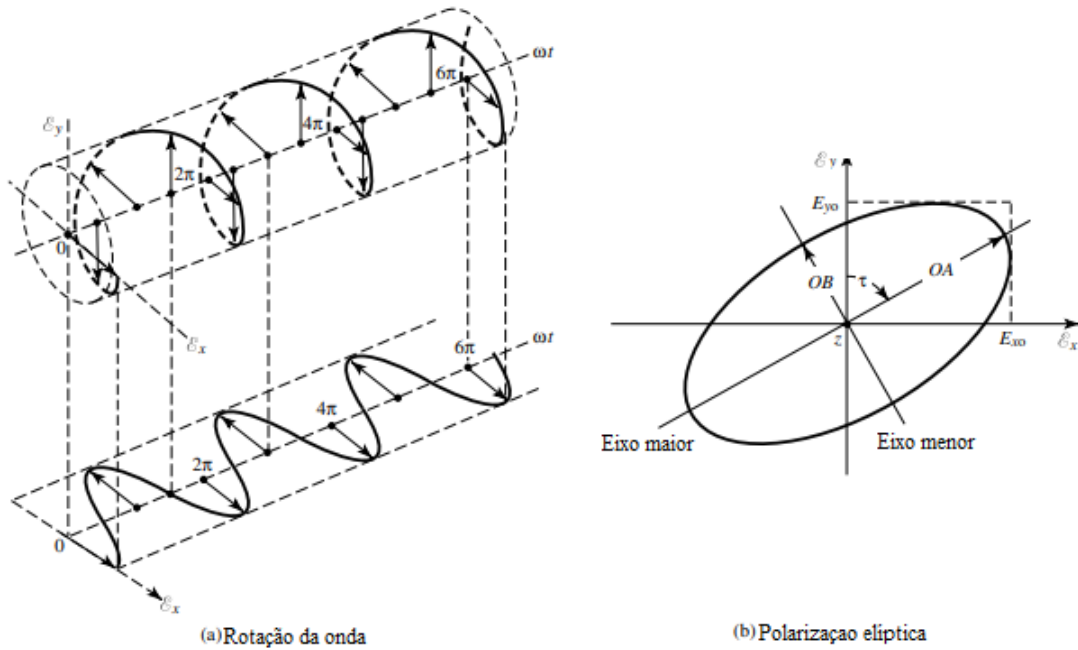
2.1.7 Frequência de Ressonância

A frequência de ressonância é aquela na qual a impedância de entrada da antena aparenta ser puramente resistiva, ou seja, a reatância X_A é nula. Nesta frequência usualmente ocorre o melhor casamento entre a alimentação e antena, reduzindo de forma considerável o coeficiente de reflexão Γ .

2.1.8 Polarização

A polarização diz respeito à orientação dos campos elétricos radiados pela antena. A polarização de uma onda eletromagnética irradiada é definida como “a propriedade da onda eletromagnética que descreve a direção variante no tempo e a magnitude relativa do vetor campo elétrico”. (BALANIS, 2017).

Figura 2 – Representação da rotação da onda e representação de polarização



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2017)

A polarização é, portanto, a variação do campo elétrico ao longo da direção de propagação. Como pode-se observar da figura 2, há uma polarização em forma de elipse, com variação do campo tanto na direção y quanto na direção x, sendo z a direção de propagação. A polarização pode ser descrita como linear, circular, ou elíptica. Se o vetor que representa o campo elétrico variar somente ao longo de um eixo, a polarização é dita linear, se o vetor variar igualmente tanto no eixo x quanto no eixo y, a polarização é dita circular, e uma polarização elíptica é um caso geral, de forma que as polarizações lineares e circulares podem ser consideradas casos particulares de polarização elíptica. A representação do campo elétrico de uma onda viajando no sentido negativo de Z pode ser descrita como:

$$\hat{E}(z, t) = \hat{a}_x E_x(z, t) + \hat{a}_y E_y(z, t) \quad (14)$$

$$E_x(z, t) = R_e[E_{x0} \cdot e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}] = E_{x0} \cdot \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (15)$$

$$E_y(z, t) = R_e[E_{y0} \cdot e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}] = E_{y0} \cdot \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (16)$$

Para a polarização circular tem-se $|E_x(z, t)| = |E_y(z, t)|$, e uma diferença de fase entre as componentes x e y múltiplos ímpares de $\pi/2$ radianos.

$$|\Delta\phi| = |\phi_y - \phi_x| = (1/2 + 2n)\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (17)$$

E para a polarização linear é necessário uma diferença de fase múltiplo de π radianos.

$$|\Delta\phi| = |\phi_y - \phi_x| = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (18)$$

2.2 Antenas Planares

A relação direta da ressonância com o comprimento física da antena é válida para antenas não-planares com um plano de terra infinito. Quando se trata de antenas planares a relação não é tão simples. A ressonância em uma antena planar se dá pela distribuição de corrente ao longo de sua superfície, e como não há apenas 1 caminho, a relação não é obtida facilmente. Em (DESHMUKH *et al.*, 2015) é realizado um estudo com cálculos e simulações para conseguir equacionar essa relação de dimensão e frequência de ressonância.

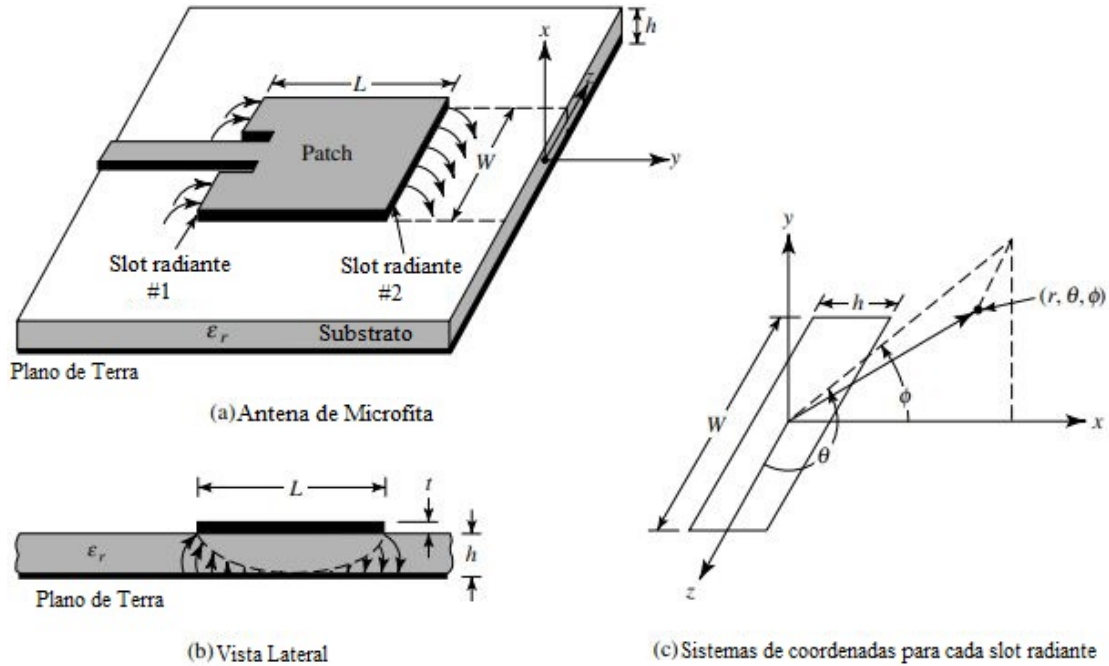
Em (RAY, 2008) é discutido que utilizando um plano de terra infinito para a antena monopolo a distribuição de correntes e de campo mostra variações em múltiplos de $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda ao longo do caminho, porém para aplicações práticas temos um plano de terra finito, e devido à isso, a distribuição de corrente mostra múltiplos de $\frac{1}{2}$ comprimento de onda ao longo do caminho. Porém não é apresentada no estudo nenhuma equação para o monopolo planar.

Em (DESHMUKH *et al.*, 2015) a relação encontrada se baseia na equação de Antenas de Microfita Retangulares, porém há um fator ajustado que é o comprimento equivalente do trecho radiador. Este termo do comprimento equivalente W_e é ajustado por 3 diferentes equações dependendo do caso, uma para $l > W$, outra para $l = W$ e outra para $l < W$, sendo W no sentido do trecho de microfita que alimenta a antena. Os resultados apresentados no artigo apresentaram erros na faixa de até 5% dos resultados calculados para os simulados apresentando nos gráficos uma variação do comprimento do caminho de até 20cm.

2.3 Antena Patch de Microfita

Este tipo de antena é constituído de uma fita metálica sobre uma camada de substrato dielétrico cujo lado oposto é preenchido por um plano de terra (BALANIS, 2017). Uma das formas comuns de alimentação da antena patch é através de uma linha de transmissão de microfita, que liga o elemento radiante (*patch*) à alimentação da antena. Um exemplo deste tipo de antena está representado na figura 3.

Figura 3 – Representação de uma Antena Patch de Microfita



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2017)

Como pode-se ver na Figura 3, algumas das dimensões definidas são a espessura da camada de cobre superior (t), o comprimento do patch retangular (L), a largura do patch retangular (W), a espessura do substrato (h) e a permissividade relativa do substrato (ϵ_r).

Tipicamente, tem-se para a espessura do substrato (h) uma relação de ($0,003\lambda_0 < h < 0,05\lambda_0$), onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço da frequência de operação desejada, uma permissividade relativa do substrato na faixa de ($2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$). Para um patch retangular, a relação de L é tipicamente ($\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$). Embora tenha-se exemplificado para um caso cujo patch seja retangular, este pode assumir diversos formatos.

A radiação da antena ocorre na direção paralela à linha de transmissão de microfita, como pode-se ver na figura 3, somente perpendicular ao lado W do elemento radiador.

Estas antenas costumam ser mecanicamente robustas quando confeccionadas em superfície rígidas, e podem ser versáteis em termos de ressonância, polarização, padrão de radiação e impedância quando obtidos certos formatos. Podem ser adaptáveis em termos de frequência de ressonância, impedância e padrão de radiação com a utilização de elementos como Diodo Varactor, Diodo PIN, adição de carga entre o caminho radiador e o plano de terra. Porém possuem algumas desvantagens operacionais, como baixa eficiência, baixa potência e radiações espúrias provenientes da alimentação. A sigla PIN do diodo PIN representa as 3 regiões do diodo, P (dopagem do tipo P), I (região intrínseca), que é a região central não dopada, e N (dopagem do tipo N), onde na região de dopagem tipo P possui majoritariamente lacunas como portadores de carga

elétrica e na região de dopagem do tipo N os elétrons são majoritariamente portadores de carga elétrica (DOHERTY; JR.; JOOS, 1998).

A frequência de ressonância da Antena Patch pode ser obtida pela equação 19:

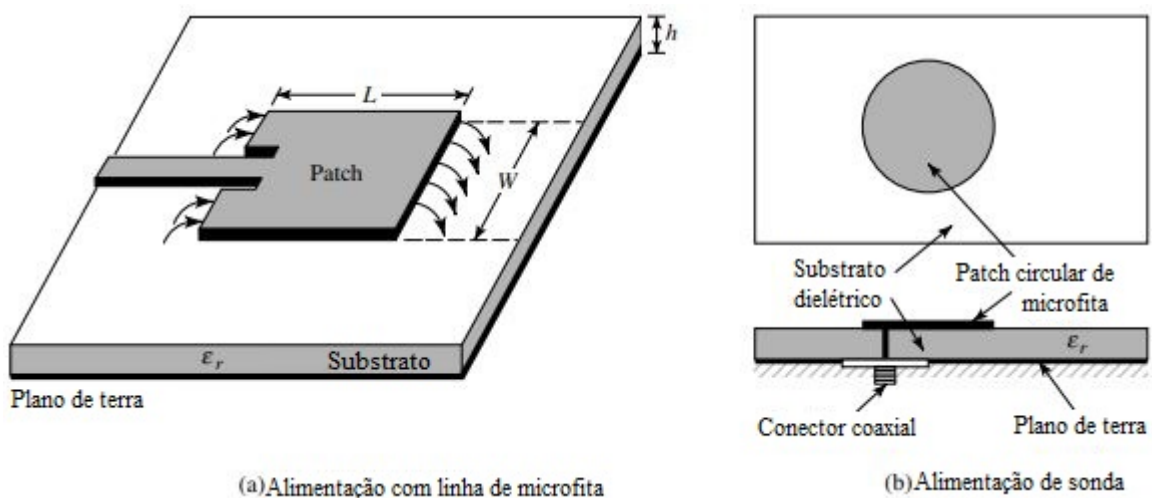
$$f_r = \frac{c}{2 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (19)$$

Em que ϵ_{ef} é a permissividade efetiva, que ocorre devido ao efeito de borda, sendo dependente da largura do *patch* (W), da espessura do substrato (h) e da permissividade relativa do substrato ϵ_r . Este efeito de borda e a equação da permissividade efetiva são explicados em 2.3.2.

2.3.1 Métodos de Alimentação

A antena descrita e ilustrada na figura 3, é um exemplo da utilização de uma linha de transmissão de microfita para alimentação da antena *patch*. Há outros métodos populares de alimentação, como a utilização de um cabo coaxial, acoplamento de abertura, e acoplamento por proximidade. Na alimentação por cabo coaxial o condutor interno é conectado ao elemento radiador e o condutor externo do cabo é conectado ao plano de terra. Este método apresenta pouca radiação espúria, porém apresenta uma largura de banda estreita. Estes 2 métodos podem ser observados na figura 4, em que (a) representa a alimentação por linha de transmissão de microfita e (b) representa a alimentação por cabo coaxial.

Figura 4 – Representação dos métodos de alimentação de uma antena patch de microfita.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2017)

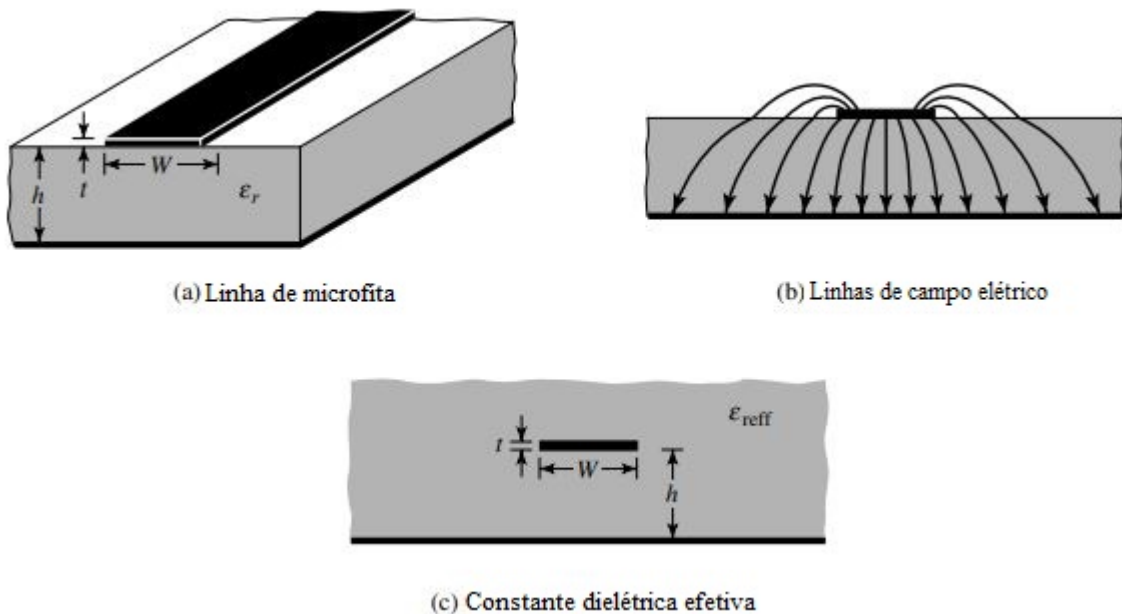
2.3.2 Modelo de Linha de Transmissão

Há diferentes métodos de análise para a antena de microfita, uma delas é a utilização do Modelo de Linha de Transmissão. Devido às dimensões finitas do patch há um Efeito de Borda que ocorre no campo elétrico entre o patch e o plano de terra. Como pode-se observar na figura 5, as linhas de campo elétrico saem do elemento radiador e vão de encontro ao plano de terra (ou o contrário dependendo da polaridade de carga em cada região da antena) para a região central do elemento radiador. Estas linhas são perpendiculares à camada metálica do plano de terra e do elemento radiador, porém, próximo às bordas do patch o campo elétrico sofre um espalhamento para fora dos limites laterais da antena, esse é o chamado Efeito de Borda e o motivo da antena patch radiar. O resultado disso é uma permissividade efetiva do dielétrico menor do que a permissividade real. A quantidade de Efeito de Borda depende das dimensões do patch e da altura do substrato. Para $W/h > 1$, temos:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (20)$$

Onde h é espessura do substrato e W é a largura do patch.

Figura 5 – Linhas de campo elétrico da microfita e permissividade efetiva do substrato devido aos efeitos de borda. (a) Linha de Microfita. (b) Linhas do Campo Elétrico radiado. (c) Constante Dielétrica Efetiva.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2017)

O comprimento elétrico do patch aparenta ser maior devido ao Efeito de Borda, este aumento aparente pode ser representado por uma variação de ΔL em cada lado e

dados por uma relação de:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \cdot \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (21)$$

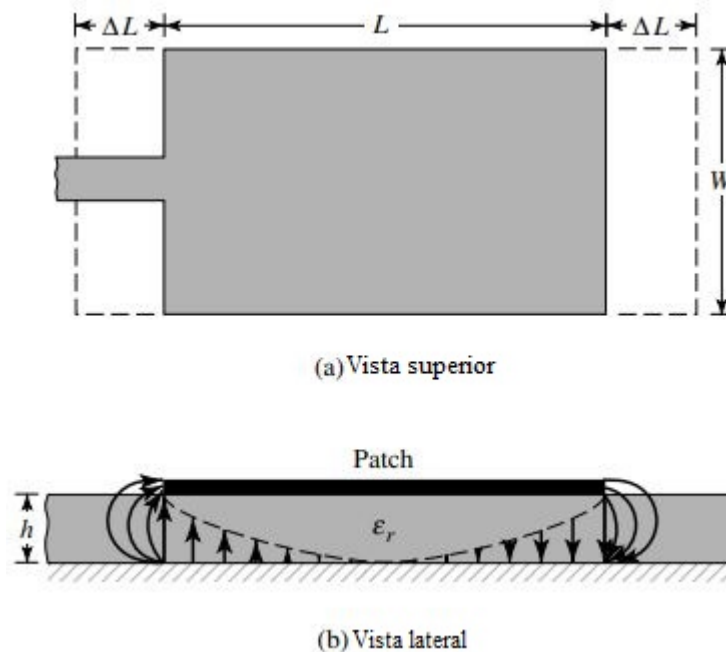
Conforme pode-se observar na figura 6, tem-se um comprimento efetivo de:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (22)$$

Para uma radiação efetiva, a largura W ideal é de:

$$W = \frac{1}{2 \cdot f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon + 1}} = \frac{c}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon + 1}} \quad (23)$$

Figura 6 – Representação da variação de comprimento elétrico na antena. (a) Vista Superior. (b) Vista Lateral.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2017)

Onde c é a velocidade da luz no vácuo, f_r é a frequência de ressonância, μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo e ϵ_0 a permissividade elétrica no vácuo. Um método para alimentação da antena patch é utilizar uma linha de transmissão com impedância característica de $Z_0 = 50 \Omega$, e introduzir 2 gaps laterais no patch de forma que a linha de 50Ω se conecte ao ponto de 50Ω do patch.

Nota-se na figura 7 que a linha de adaptação se conecta ao patch à uma distância y_0 do início do patch, neste ponto a impedância de entrada do patch deve ser idêntica à da linha de transmissão.

Conforme é demonstrado em (BALANIS, 2017), a impedância real à uma distância $y = y_0$ do início do patch é dada por:

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} \cdot y_0 \right) \quad (24)$$

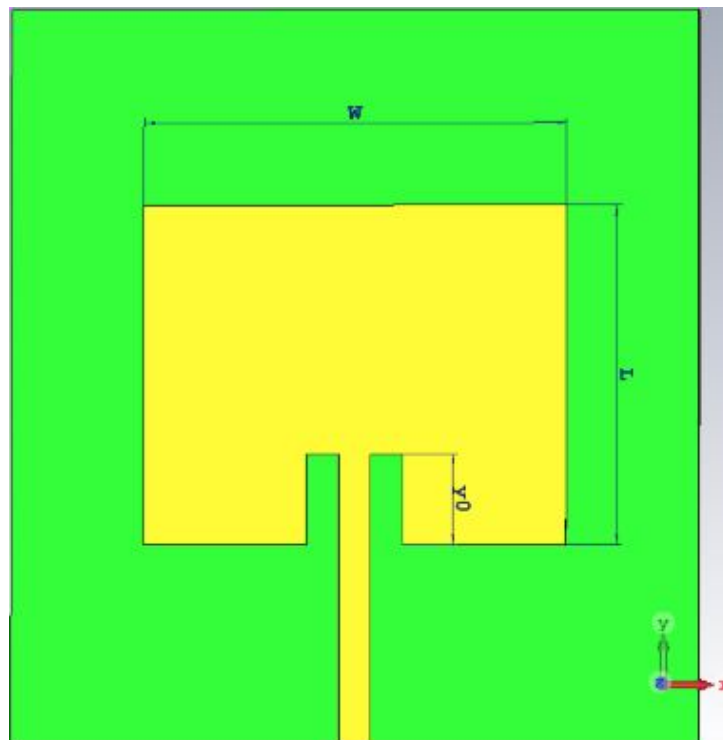
Onde, $R_{in}(y = 0)$ é a impedância de entrada do patch para uma frequência especificada. Visto que a impedância desejada em y_0 é de 50Ω :

$$\sqrt{\frac{50}{R_{in}(y = 0)}} = \cos \left(\frac{\pi}{L} \cdot y_0 \right) \quad (25)$$

A resistência de entrada na frequência ressonante $R_{in}(y = 0)$ pode ser expressa em função das condutâncias próprias e mútua entre os slots (representados pela região de ΔL na figura 6):

$$R_{in}(y = 0) = \frac{1}{2 \cdot (G_1 + G_{12})} \quad (26)$$

Figura 7 – Antena Patch com linha de adaptação de 50Ω . Os comprimentos L , W e y_0 são, respectivamente, o comprimento do patch, a largura do patch e o comprimento do gap.



Fonte: Autoria Própria

A condutância própria G_1 pode ser expressa em função da largura da microfita W , e do comprimento de onda:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \cdot \left[1 - \frac{1}{24} \cdot (k_0 \cdot h)^2 \right], \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (27)$$

Sendo λ_0 o comprimento de onda no vácuo da frequência de ressonância, h a espessura do substrato e k_0 a constante de fase para o vácuo dada por:

$$k_0 = \frac{\lambda_0}{2\pi} \quad (28)$$

A condutância mútua G_{12} pode ser expressa em termos de uma integral de Bessel, dependente da constante de fase k_0 , da largura do patch W e do comprimento do patch L .

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right] \cdot J_0(k_0 L \cdot \sin(\theta)) \cdot \sin^3(\theta) d\theta \quad (29)$$

2.4 Reconfigurabilidade e Sistemas Rádio-Cognitivos

Em (HUSSAIN; SHARAWI, 2016) é apresentada uma antena de banda larga, reconfigurável em frequência para aplicações em 4G. No artigo é frisado que dispositivos móveis estão continuamente sendo agregados de novos recursos e serviços, o que resulta numa necessidade de alta transmissão de dados e que estes serviços podem resultar em operações simultâneas ao longo de várias faixas de frequências, resultando em uma espécie de “congestionamento no espectro”. Dito isso, sistemas de rádio cognitivos foram desenvolvidos para superar esse ponto, utilizando o espectro disponível de forma eficiente e inteligente. A antena produzida em (HUSSAIN; SHARAWI, 2016) tem como foco a reconfigurabilidade em frequência e o padrão de radiação. Para obter uma reconfigurabilidade, é utilizado um componente encapsulado chamado Diodo Varactor, acompanhado de um circuito de polarização. O diodo em questão apresenta uma capacitância variável de acordo com a tensão elétrica de polarização CC aplicada nele, conseqüentemente essa variação de capacitância resulta numa variação do comprimento elétrico do trecho da antena no qual ele se encontra, alterando a frequência de ressonância e a banda da antena. Para a questão de diretividade, foram utilizados elementos radiadores idênticos e simétricos no lado oposto do substrato, resultando em uma radiação aproximadamente omnidirecional.

Em (KAUR; UDDIN; KHOSLA, 2011) é discutido a importância dos rádios cognitivos, citando que o aumento das demandas para aplicações sem fio vem dificultando o gerenciamento do espectro limitado e que o rádio cognitivo é uma solução promissora para aumentar a utilização do espectro e mitigar a escassez do espectro. Todas as nações

dividem o espectro eletromagnético, e, para que seja possível suportar compatibilidades de configurações de hardware, trocas e padronizações é essencial a alocação do espectro nas bandas comuns. A comunicação sem fio se dá por transmissão de ondas eletromagnéticas com frequências de 3 Hz a 300 GHz e ondas com diferentes frequências possuem diferentes características de propagação sendo mais apropriada para alguma aplicação em específico.

Embora seja discutido o ponto da escassez de espectro, (KAUR; UDDIN; KHOSLA, 2011) também aborda a má utilização do espectro atual, e que estudos revelam que uma grande parte do espectro está vacante em várias das bandas utilizadas para comunicação sem fio, e que há indicações que o uso ineficiente do espectro é a raiz da escassez. Porém também é dito que o espectro livre não será capaz de prover as necessidades do aumento constante do uso de aplicações sem fios e provedores de serviços. É importante citar também que não é tão simples a utilização do espectro livre, pois há regulações referentes à utilização do mesmo. O que pode ser feito é uma abordagem na qual usuários não-licenciados operam em espectros licenciados de forma com que os usuários já existentes e licenciados tenham prioridade. O Rádio Cognitivo pode ser uma solução satisfatória para esse caso, em que, percebendo o ambiente ao redor, o espectro seja alocado em faixas permitidas e definindo as prioridades necessárias e respeitando as regras de utilização negociadas. O artigo "Cognitive Radios: Need, Capabilities, Standards, Applications and Research Challenges" de (KAUR; UDDIN; KHOSLA, 2011) também descreve as capacidades e recursos do Rádio Cognitivo, sendo estes: Sensoriamento de Espectro, Gerenciamento de Espectro, Mobilidade de Espectro e Compartilhamento de Espectro. O artigo "Electrically Tuned Antenna for 4G Mobile Communication" de (GRIGORIEV; DJALILOV, 2017) apresenta, também, uma antena planar reconfigurável projetada para operar em faixa 4G. A antena contém caminhos responsáveis por bandas de altas frequência e caminhos responsáveis por bandas de baixa frequência. No artigo em questão é discutido outro motivo para utilização da reconfigurabilidade da antena, além dos pontos da escassez de espectro apresentados anteriormente. A questão abordada é a dimensão física de telefones celulares e a complexidade dos aparelhos considerando o número de elementos por volume, citando que há muito pouco espaço para antenas, as quais determinam a qualidade do sinal transmitido e recebido. Visto que não há um grande volume disponível para diversas antenas, a utilização de uma antena reconfigurável em um aparelho celular seria uma solução. A antena apresentada em (KAUR; UDDIN; KHOSLA, 2011) é constituída de 2 principais elementos responsáveis pela reconfigurabilidade em si, um deles é o Diodo Varactor como visto em (HUSSAIN; SHARAWI, 2016), e o outro é um Diodo PIN, que diferentemente do Diodo Varactor, é controlado por corrente elétrica ao invés de tensão elétrica, também afetando a ressonância e a banda da antena de acordo com seu estado. Segundo (DOHERTY; JR.; JOOS, 1998), se a corrente de polarização direta for variada continuamente, o componente pode ser usado como um atenuador, e, se a corrente for alterada de modo discreto, o diodo PIN pode atuar como uma chave (ON/OFF). O artigo

compara o desempenho da antena utilizando o Diodo Varactor e o Diodo PIN, e em termos de eficiência o desempenho com o Diodo Varactor foi melhor. Ainda em (GRIGORIEV; DJALILOV, 2017) é citada a possibilidade de se utilizar o diodo PIN para ajustar a antena de forma digital, utilizando controle por corrente de forma a alterar a banda que a antena está sintonizada.

3 Solução Proposta e Desenvolvimento da Antena Reconfigurável

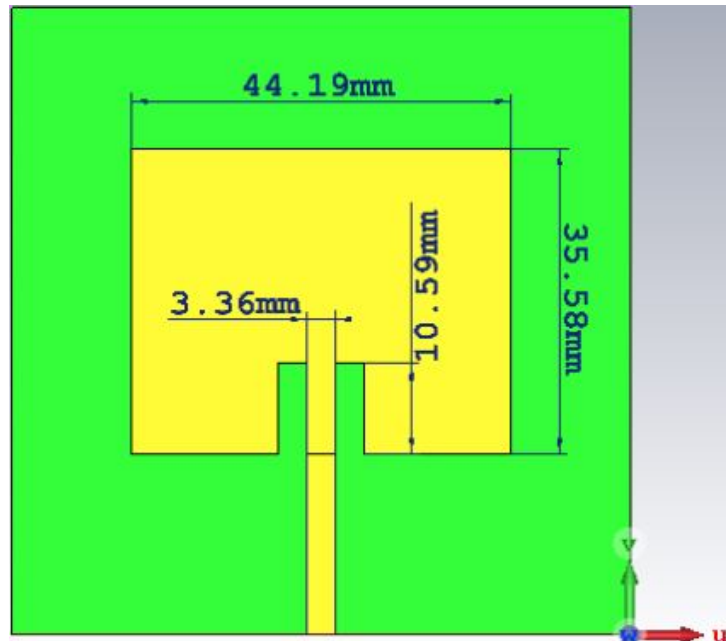
3.1 Modelo Base da Antena

Primeiramente foi definido um modelo base de antena patch de microfitas com uma performance satisfatória na faixa de frequência de interesse. O dimensionamento da antena partiu do material dielétrico previamente definido, RO3003[®] (ROGERS CORPORATION,), tendo este uma permissividade relativa de $\epsilon_r = 3$ e uma espessura de $h = 1,52$ mm. O modelo de alimentação utilizado foi por linha de transmissão de microfitas, sendo necessário um gap para adaptar a impedância da linha com o patch. Seguindo o método de (BALANIS, 2017), apresentado em 2.3.2, para uma frequência ressonante de 2,4 GHz obtemos os parâmetros apresentados na tabela 1. As figuras 8 e 9 demonstram as dimensões da antena obtida e o resultado do coeficiente de reflexão da antena.

Tabela 1 – Parâmetros da Antena Patch

Parâmetro	Valor
ϵ_{reff}	2,84
L	35,58 mm
W	44,19 mm
y_0	10,59 mm

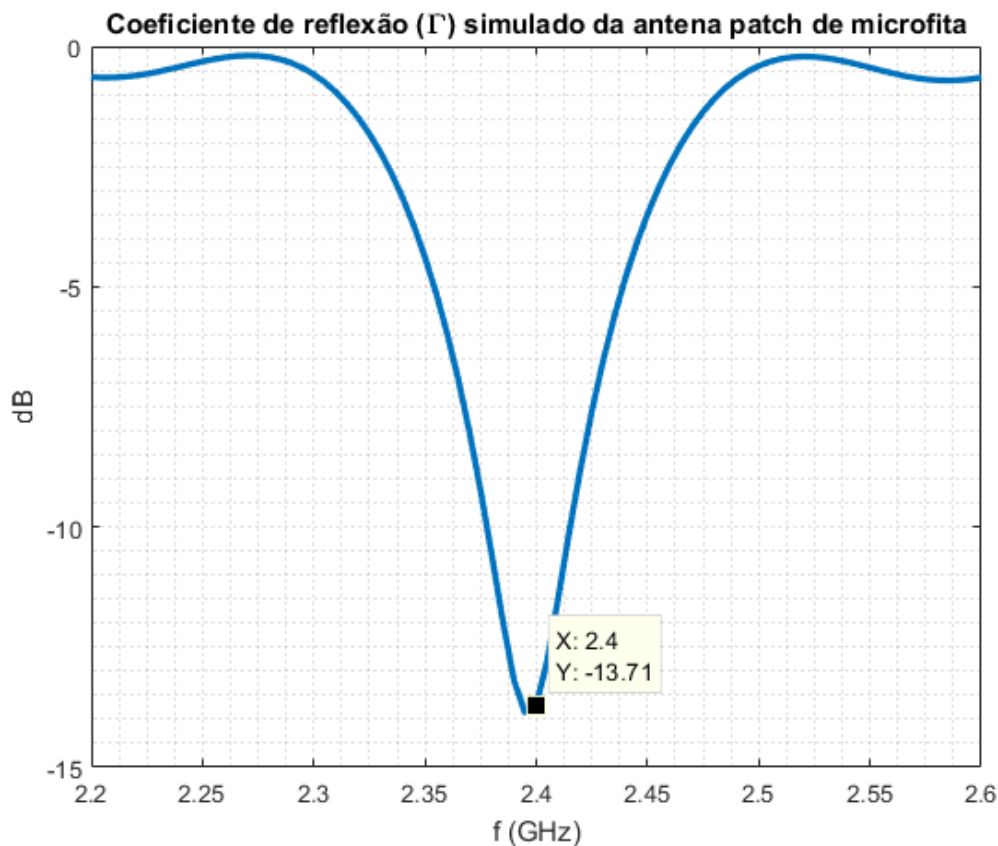
Figura 8 – Dimensões da Antena Patch de Microfita



Fonte: Autoria Própria

A frequência de melhor adaptação simulada da antena ficou em 2,397 GHz, confirmando o cálculo realizado. O coeficiente de reflexão é utilizado para verificar a banda da antena nas simulações: quanto menor o coeficiente de reflexão mais adaptada a antena está naquela frequência. Usualmente a banda da antena é considerada na(s) faixa(s) de frequência(s) em que este parâmetro é menor ou igual a -10 dB. Os resultados obtidos no CST Studio Suite[®] foram exportados e importados para o MATLAB[®], *software* da MathWorks Inc., com intuito de traçar os gráficos com as legendas e eixos personalizados.

Figura 9 – Coeficiente de reflexão simulado da antena patch de microfita



Fonte: Autoria Própria

3.2 Frequências de Interesse

A faixa de frequência Wi-Fi de interesse neste trabalho (baseado no padrão IEEE 802.11) é de 2,4 GHz, e pertence à classe WLAN (Wireless Local Area Network) (TELECO. . . , b). Há também WLAN para 5 GHz, porém a frequência de 2,4 GHz é mais próxima de outras frequências 3G e 4G para telemóveis, o que torna a escolha de 2,4 GHz mais apropriada tendo a vista a utilização da reconfigurabilidade para sintonizar nas diferentes faixas.

Para as faixas de 3G e 4G, tem-se as frequências de 2,1 GHz utilizada para 3G e 1,8 GHz utilizada para ambos 3G e 4G (TELECO. . . , a), a partir disso determina-se para a antena as faixas de frequências de interesse em 2,4 GHz (WLAN), 2,1 GHz (3G) e 1,8 GHz (4G). Embora o objetivo principal deste trabalho seja o desenvolvimento de um modelo de antena e a técnica de reconfigurabilidade em si, estas faixas foram escolhidas pela real aplicabilidade em dispositivos móveis, considerando que é comum a troca do tipo de conexão entre Wi-Fi, 3G e 4G durante a utilização de telemóveis.

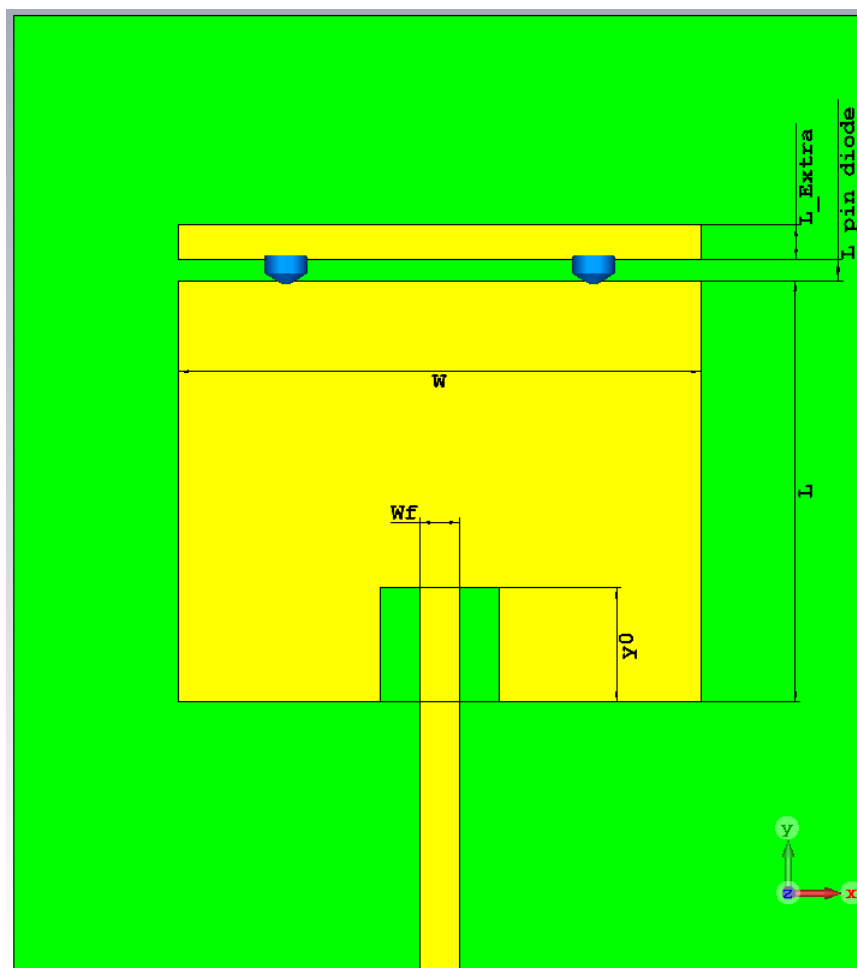
3.3 Proposta de Modificação

Utilizando a relação da equação 19 para a frequência de ressonância da antena patch de microfita retangular:

$$f_r = \frac{c}{2 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (19)$$

Nota-se que a frequência é inversamente proporcional ao comprimento do patch. Com objetivo de implementar a característica de reconfigurabilidade em frequência na antena pode-se utilizar componentes discretos citados anteriormente que afetam o comprimento física e/ou elétrico da antena. O componente escolhido para realizar tal controle do comprimento elétrico da antena foi o Diodo PIN, que controlado por corrente direta e reversa pode funcionar como uma espécie de chave ON/OFF para altas frequências. Como solução para controle da sintoniza em frequência da antena utilizou-se o Diodo PIN com objetivo de controlar o comprimento L do patch. Para isso foi criado uma faixa de cobre adicional acima do patch, conectada através de dois diodos PINs.

Figura 10 – Antena Patch de Microfita com Diodos PINs representados em azul



Fonte: Autoria Própria

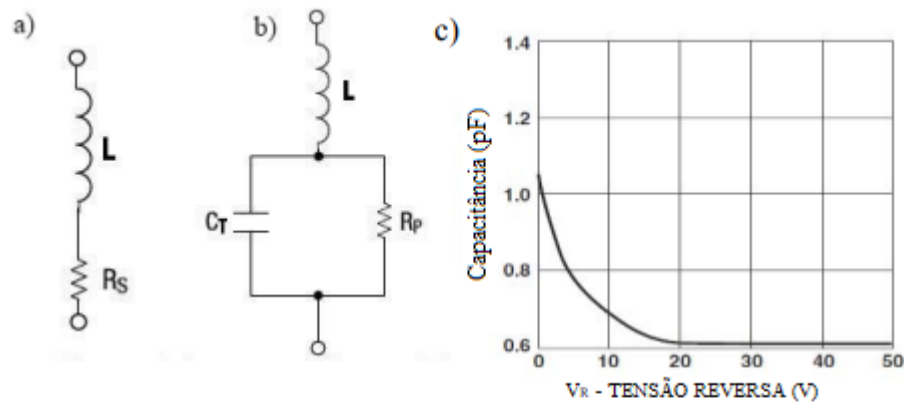
As dimensões mostradas na figura 10 estão descritas na tabela 2.

Tabela 2 – Descrição das Dimensões da Antena Patch

Parâmetro	Descrição
L	Comprimento do patch no sentido Y
W	Largura do patch no sentido X
y_0	Comprimento do gap em Y
Wf	Largura da microfita de alimentação
L_Extra	Comprimento em Y da faixa adicional de cobre
L_pin_diode	Distância em Y entre o patch principal e a faixa extra de cobre

A figura 11 contém o circuito equivalente utilizado para simular o diodo PIN, em que (a) representa o diodo em seu estado ON, e a figura (b) representa o diodo em seu estado OFF.

Figura 11 – Representação do Diodo PIN em termos de circuito RLC, com parâmetros definidos para estados ON e OFF



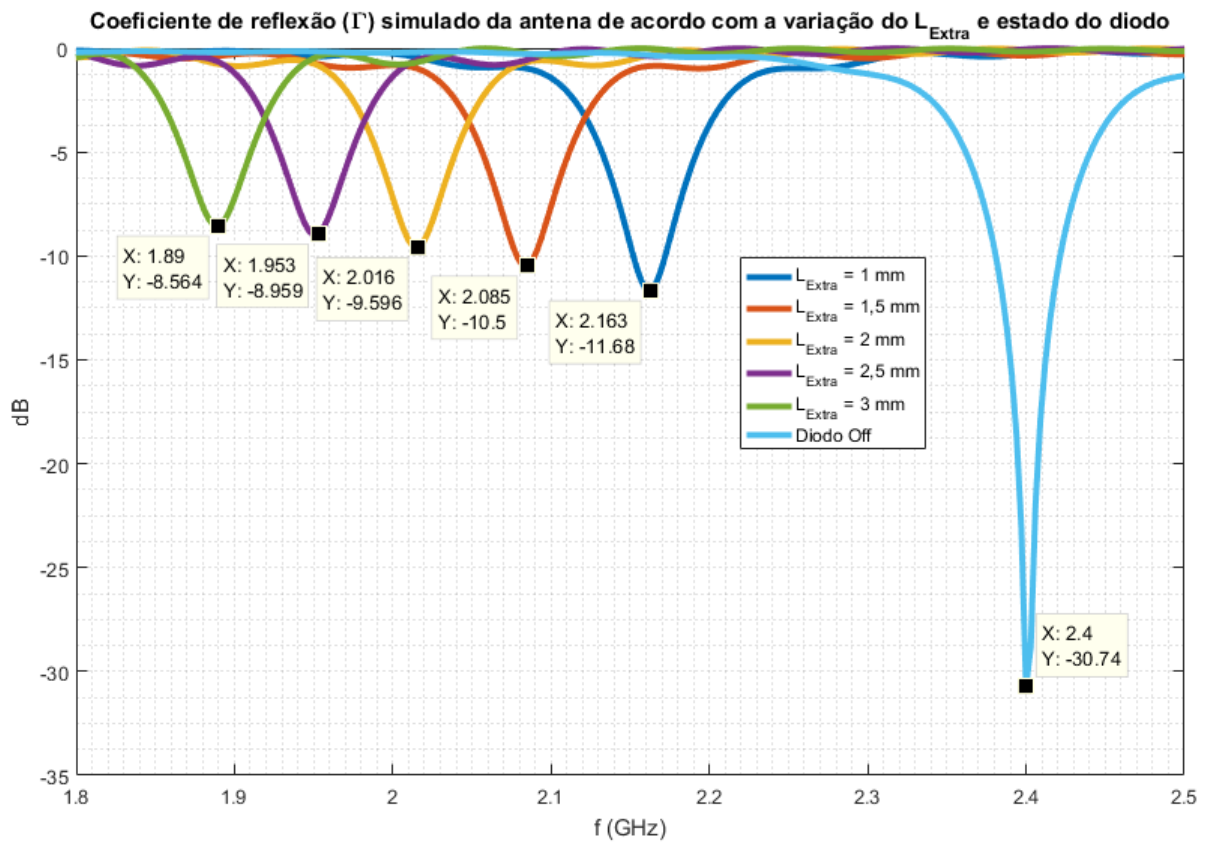
Tensão, V	Corrente, mA	Parâmetros		
		L, nH	$R_{S(P)}$, Ohm	C_T , pF
0 (off)	0	0.75	2500	0.8
1 (on)	10	0.75	0.6	-

Fonte: Adaptado de (GRIGORIEV; DJALILOV, 2017)

A fim de verificar o efeito da faixa extra de cobre na ressonância da antena, foi realizada uma simulação para o diodo no estado OFF, e 5 diferentes comprimentos L_extra para o diodo no estado ON.

A simulação realizada apresentou uma variação nítida da frequência sintonizada de acordo com o estado ON/OFF do Diodo PIN e do comprimento da faixa adicional ao patch, como pode-se observar na figura 12.

Figura 12 – Coeficiente de reflexão da antena em função da frequência de acordo com os parâmetros variados.



Fonte: Autoria Própria

O comprimento da faixa extra de cobre e o estado do diodo para cada curva está demonstrado na tabela 3

Tabela 3 – Estado do diodo e comprimento da faixa extra

Estado Diodo	L_{Extra} (mm)	f_r (GHz)
ON	1	2,16
ON	1,5	2,09
ON	2	2,02
ON	2,5	1,95
ON	3	1,89
OFF	–	2,40

A solução apresentada, embora funcional para a variação da frequência de ressonância da antena, causa uma desadaptação de impedâncias visto que o comprimento do patch L , se altera, conseqüentemente alterando a impedância de entrada da antena, enquanto o comprimento do gap y_0 permanece o mesmo. Tendo em vista uma necessidade de adaptar a frequência, ao mesmo tempo que a impedância do patch com a microfita de alimentação, foi implementada uma adaptação com diodo PIN alterando o comprimento do patch para o sentido positivo e negativo do eixo Y.

Com esse objetivo, foi calculado o comprimento do patch e do gap para as 3 frequências de interesse. Tendo em vista sinais de 4G e Wi-Fi, as frequências, conforme visto em 3.2, são 1,8 GHz, 2,1 GHz e 2,4 GHz. Para estas frequências foram calculados os parâmetros descritos na tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros para as frequências de interesse

f_r (GHz)	L (mm)	W (mm)	y_0 (mm)
2,4	35,6	44,2	10,6
2,1	40,8	50,5	12,1
1,8	47,7	58,9	14,2

Devido à dimensão do diodo utilizado, o gap onde o diodo será soldado é de 1,1 mm, embora o efeito do comprimento do diodo não ser igual ao cobre, esta distância foi considerada da mesma forma que a trilha de cobre para o comprimento total da antena. Para a soldagem dos diodos foram colocados pads de 0,35 mm de comprimento. Com estas distâncias a antena possui 1,8 mm para cima e 1,8 mm para baixo contabilizando o diodo e os pads, além das faixas adicionais de cobre. Portanto temos que o comprimento extra da faixa inferior, responsável por compensar o gap y_0 é dado pela equação 30.

$$L_extra_y0 = \Delta y_0 - 1,8 \quad (mm) \quad (30)$$

E a faixa de cobre superior pela equação 31.

$$L_extra_up = \Delta L - 3,6 - L_extra_y0 \quad (mm) \quad (31)$$

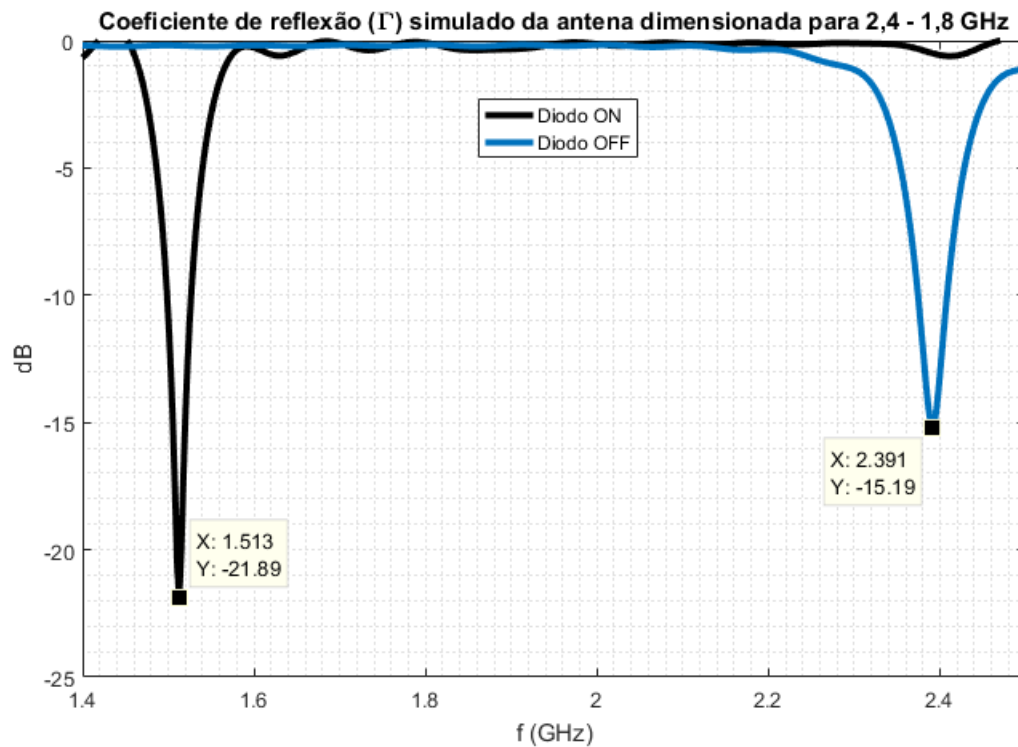
Tabela 5 – Comprimento Adicional de cobre na antena para 1,8 GHz e 2,1 GHz

f_r (GHz)	ΔL (mm)	Δy_0 (mm)	L_extra_y0	L_extra_up
2,1	5,2	1,5	-0,3	1,9
1,8	12,1	3,6	1,8	6,7

Nota-se pela tabela 5 que para o modelo de 2,1 GHz não é possível obter a dimensão calculada para faixa adicional de y_0 .

A simulação do modelo de comutação entre 1,8 e 2,4 GHz partiu desta consideração, e tem seu resultado de coeficiente de reflexão representado na figura 13. Nota-se que o resultado não atendeu as frequências definidas de forma satisfatória, tendo em vista que o comportamento dos componentes discretos não foram previstos de forma eficaz com os cálculos realizados. Portanto a antena foi ajustada com simulações e varredura de parâmetros, visto que a consideração de que os diodos teriam o mesmo comportamento que uma faixa contínua de cobre não se mostrou verdadeira. Após as otimizações foram obtidos os modelos apresentados na seção 3.4.2.

Figura 13 – Coeficiente de reflexão simulado da antena dimensionada para 2,4-1,8 GHz



Fonte: Autoria Própria

3.4 Modelo Final da Antena

3.4.1 Circuito de Polarização dos Diodos e Desacoplamento CA/CC

Tendo em vista a utilização do diodo PIN como componente discreto, é necessário polarizá-lo com uma tensão CC enquanto a antena opera em frequências da ordem de GHz, portanto utiliza-se um circuito para polarizar o diodo com corrente contínua e isolar a parte CC da polarização do diodo da parte CA responsável pela radiação da antena.

O circuito de polarização conta com 1 indutor conectado entre cada diodo e a fonte CC, e também um capacitor conectando a alimentação CA e o patch da antena. Os indutores utilizados para isolação da parte CA da trilha de polarização são de 56 nH, e o capacitor utilizado para isolar a alimentação CA das tensões CC usadas na polarização do diodo é de 56 pF. Utilizando as relações das equações 32 e 33 para impedância do indutor e do capacitor em uma determinada frequência, obtemos as impedâncias descritas na tabela 6.

$$Z_L = j \cdot 2\pi f \cdot L \quad (32)$$

$$Z_C = \frac{j}{2\pi f \cdot C} \quad (33)$$

Tabela 6 – Impedância do Indutor e do Capacitor de Acordo com a Frequência

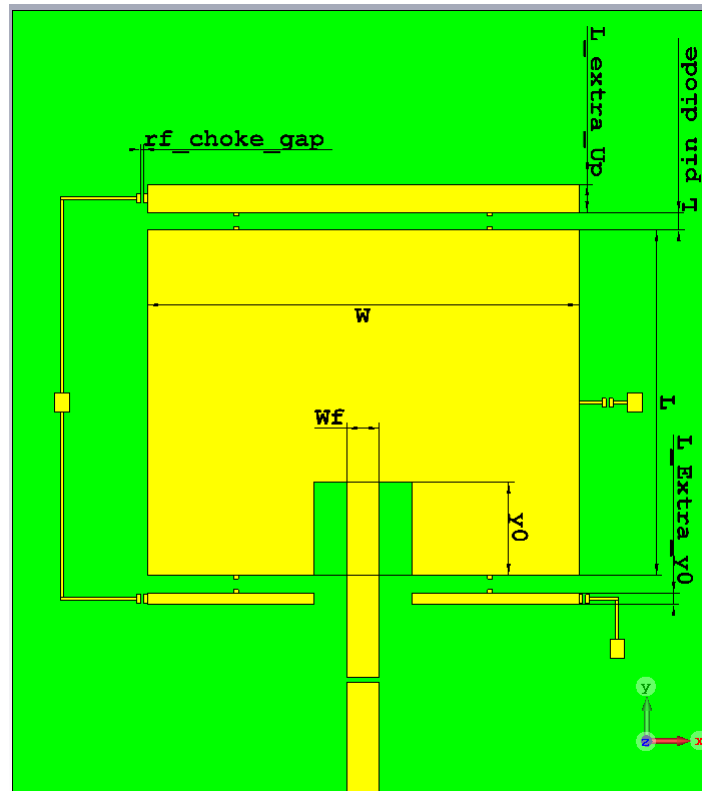
f (GHz)	$ Z_L $ (Ω)	$ Z_C $ (Ω)
1,8	633,3	1,58
2,1	738,9	1,35
2,4	844,5	1,18

Nota-se que o indutor possui uma impedância consideravelmente maior que a impedância característica da linha (50Ω), bloqueando o sinal CA, e o capacitor possui uma impedância na ordem de 31,6 vezes menor do que os 50Ω , podendo ser considerado como um curto em alta frequência.

3.4.2 Dimensões Finais da Antena

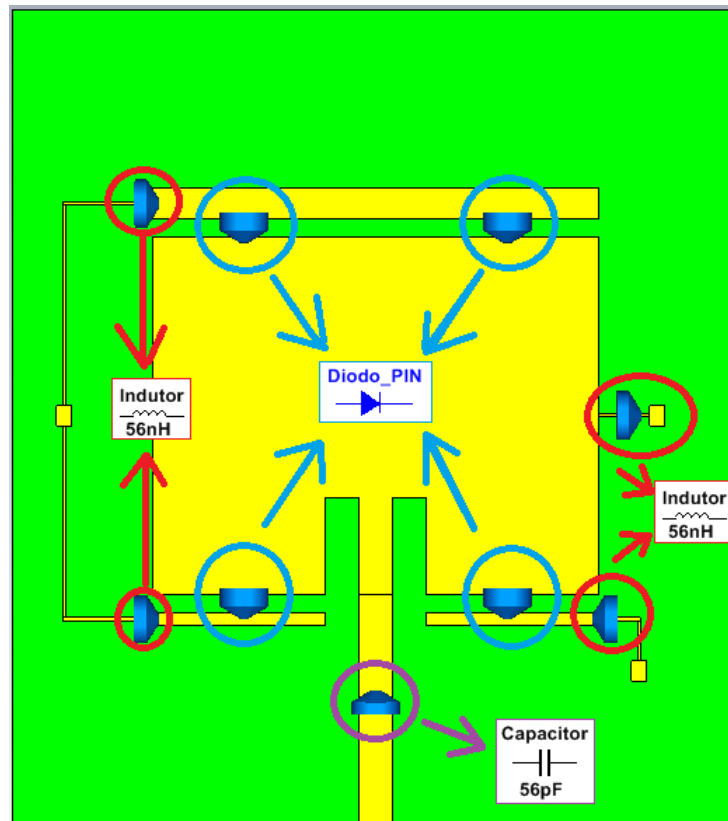
Em acordo com a solução apresentada em 3.3, de compensar o parâmetro y_0 simultaneamente ao comprimento L da antena, com objetivo de adaptar a impedância junto com o deslocamento da frequência, o modelo final da antena está demonstrado na figura 14. Em que L_extra_Up é o comprimento em Y da faixa de cobre extra superior, L_pin_diode é a distância entre o patch e faixa superior de cobre, contabilizando o comprimento do diodo PIN e dos pads para a solda do diodo e $L_Extra_y_0$ é o comprimento das faixas inferiores, responsáveis pela compensação do y_0 e o ajuste da adaptação de impedância. Na figura 15 estão identificados na antena os componentes discretos utilizados.

Figura 14 – Antena patch reconfigurável, com componentes discretos ocultados



Fonte: Autoria própria.

Figura 15 – Antena patch reconfigurável, com identificação dos componentes discretos



Fonte: Autoria própria.

Foi definido um modelo de antena que comuta entre 2,4 GHz e 2,1 GHz e outro modelo de antena que comuta entre 2,4 GHz e 1,8 GHz, pois o modelo definido permite uma comutação de frequência de ressonância.

Os parâmetros com valores idênticos para ambos os modelos (exceto do circuito de polarização), estão apresentados na tabela 7.

Tabela 7 – Dimensões Idênticas Para Ambos os Modelos

L (mm)	W (mm)	Wf (mm)	L_diode_pad (mm)	pin_diode_gap (mm)
35,5	44,35	3,36	0,35	1,1

Realizando otimizações nas simulações realizadas pelo CST Studio Suite® foram obtidos os modelos descritos na tabela 8.

Tabela 8 – Dimensões para os modelos de antena

f_r comutação (GHz)	y_0 (mm)	L_extra_Up (mm)	L_Extra_y0 (mm)
2,4 - 2,1	9,2	0,65	1
2,4 - 1,8	9,6	3,0	1,3

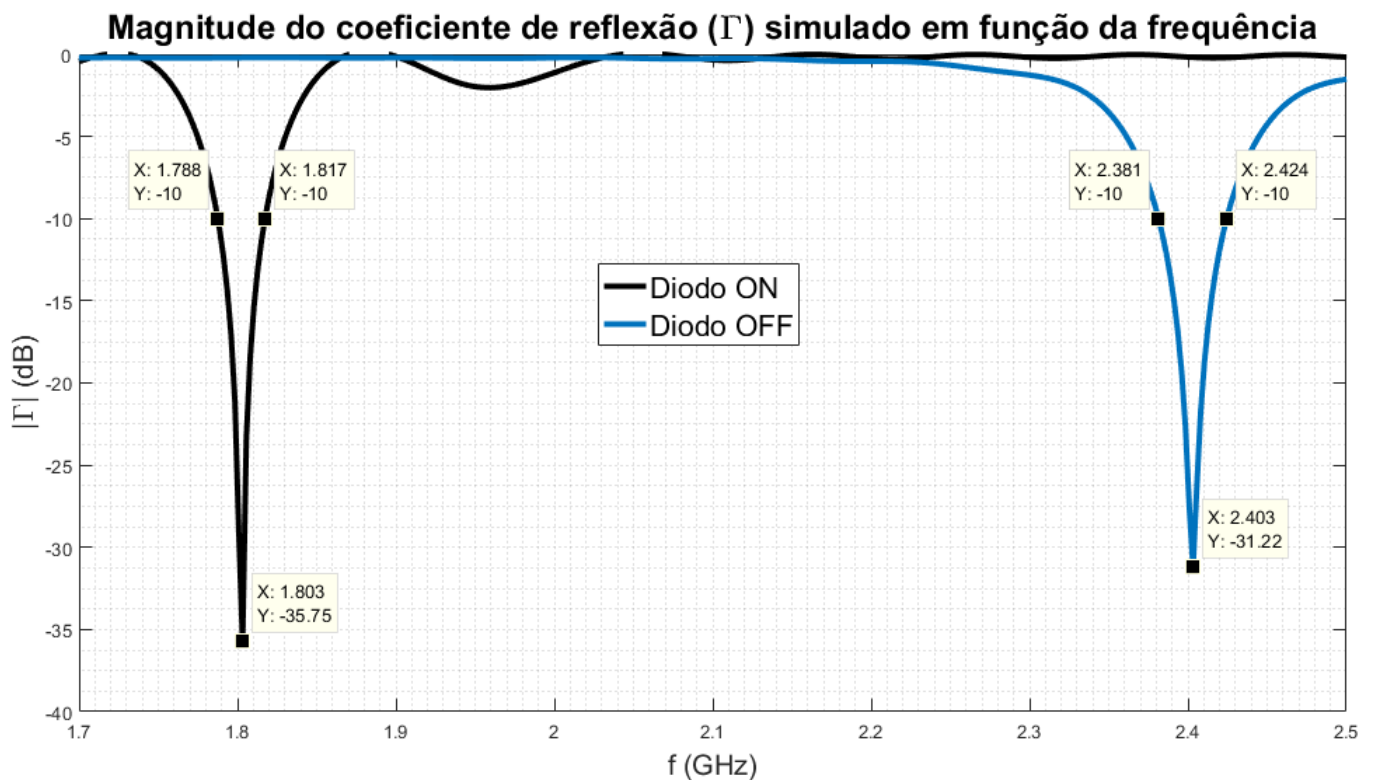
4 Resultados

4.1 Simulações

4.1.1 Banda Simulada

A simulação do coeficiente de reflexão realizada no CST Studio Suite[®] para o modelo de comutação entre 2,4 GHz e 1,8 GHz está demonstrada na figura 16 e a do modelo de comutação entre 2,4 GHz e 2,1 GHz está demonstrada na figura 17.

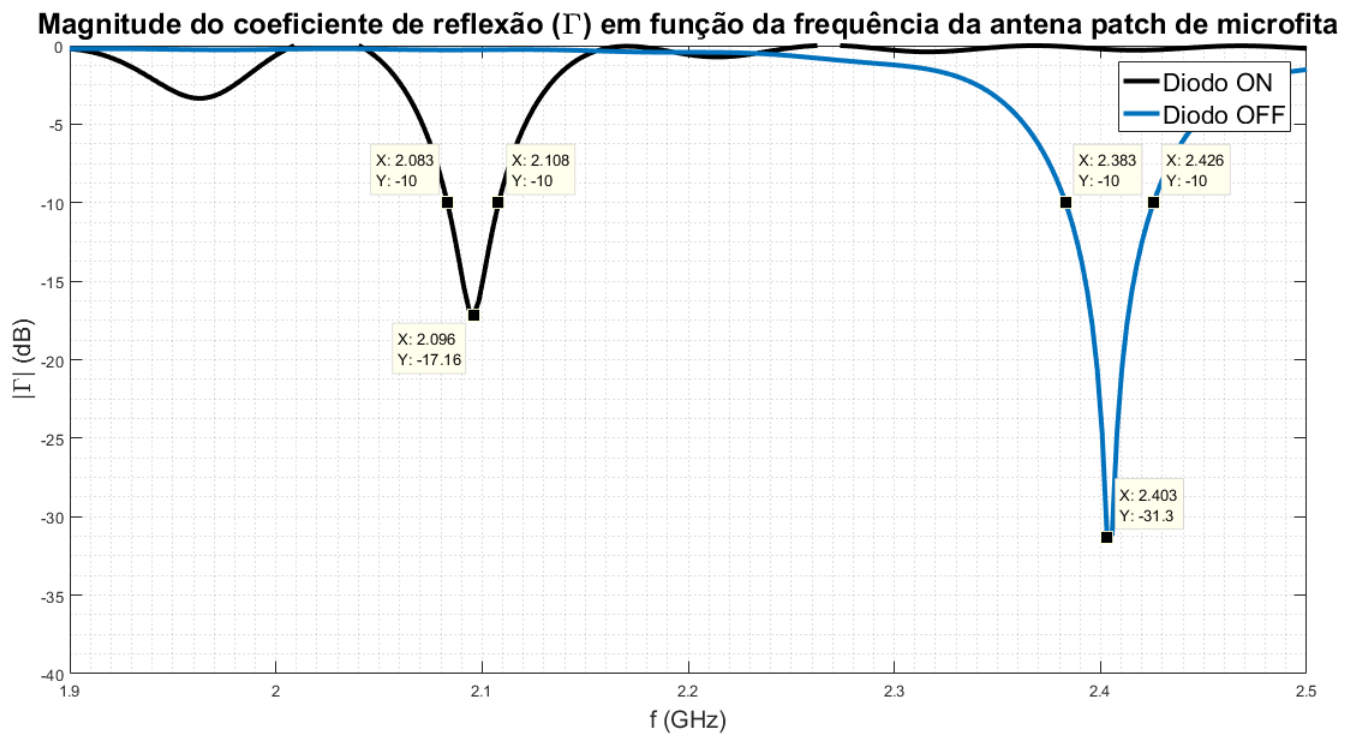
Figura 16 – Coeficiente de reflexão simulado para antena com comutação entre 2,4 GHz e 1,8 GHz



Fonte: Autoria própria.

A largura de banda percentual é dada pela relação de Δf em que o coeficiente de reflexão é menor que -10 dB e a frequência central de adaptação. Segundo os resultados da figura 16 tem-se um Δf de 4,3 MHz e 1,79% de largura de banda percentual com diodo OFF, e um Δf de 2,9 MHz e 1,61% de largura de banda percentual com diodo ON para o modelo de adaptação entre 1,8 e 2,4 GHz.

Figura 17 – Coeficiente de reflexão simulado para antena com comutação entre 2,4 GHz e 2,1 GHz



Fonte: Autoria própria.

Conforme os dados da figura 17, para o modelo de adaptação entre 2,1 e 2,4 GHz, tem-se um Δf de 4,3 MHz e uma largura de banda percentual de 1,79% para o diodo OFF. Já para o diodo ON tem-se um Δf de 2,5% e uma largura de banda percentual de 1,19%.

A reconfigurabilidade em frequência funcionou conforme o desejado para ambas as frequências de interesse da antena, sendo observável com clareza o deslocamento da banda de acordo com a comutação do diodo PIN.

4.1.2 Eficiências Simuladas para Modelos Não-Reconfiguráveis de Antena Patch em 2,4, 2,1 e 1,8 GHz

A fim de comparar a eficiência da antena utilizando componentes discretos com uma antena sem a presença destes componentes para uma mesma frequência, foi simulado no CST Studio® um modelo simples da antena patch.

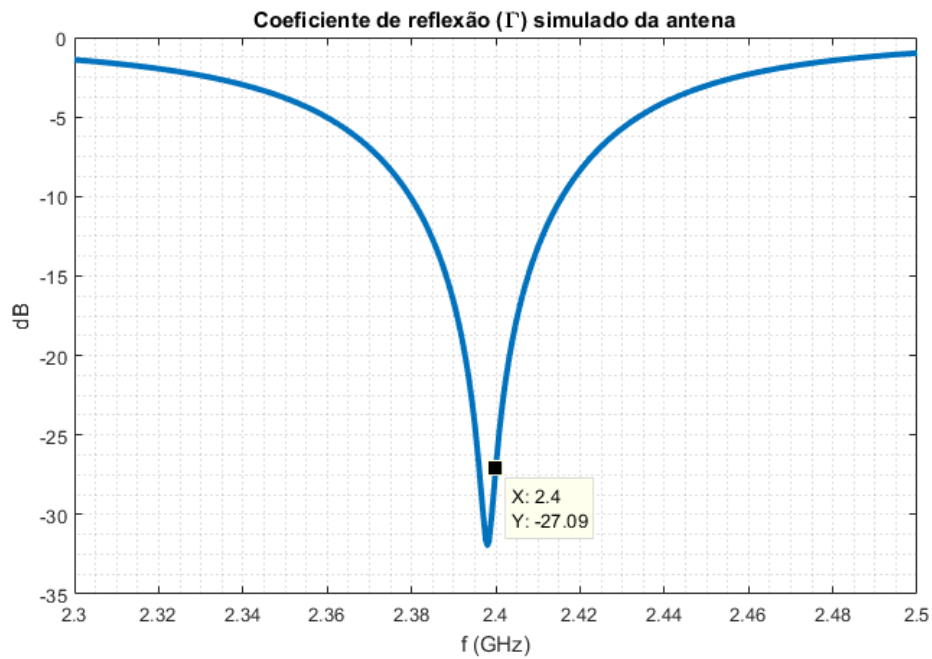
As dimensões para as antenas patch com ressonância em 2,4 GHz, 2,1 GHz e 1,8 GHz estão representadas na tabela 9 e foram definidos através de otimizações utilizando o CST Studio®.

Os resultados do coeficiente de reflexão para a ressonância em 2,4 GHz, 2,1 GHz e 1,8 GHz, nos modelos sem reconfigurabilidade, conforme as dimensões da tabela 9, estão

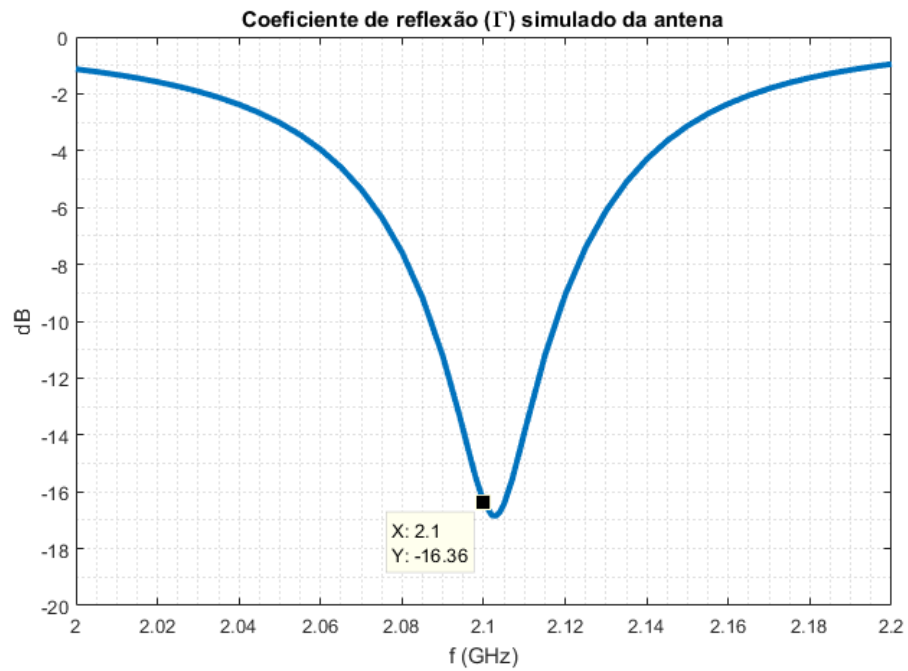
Tabela 9 – Dimensões para Antenas Não-Reconfiguráveis com f_r em 2,4, 2,1 e 1,8 GHz

f_r (GHz)	L (mm)	W(mm)	y_0 (mm)
2,4	35,65	44,35	9,7
2,1	40,76	50,51	9,9
1,8	47,66	58,93	10,73

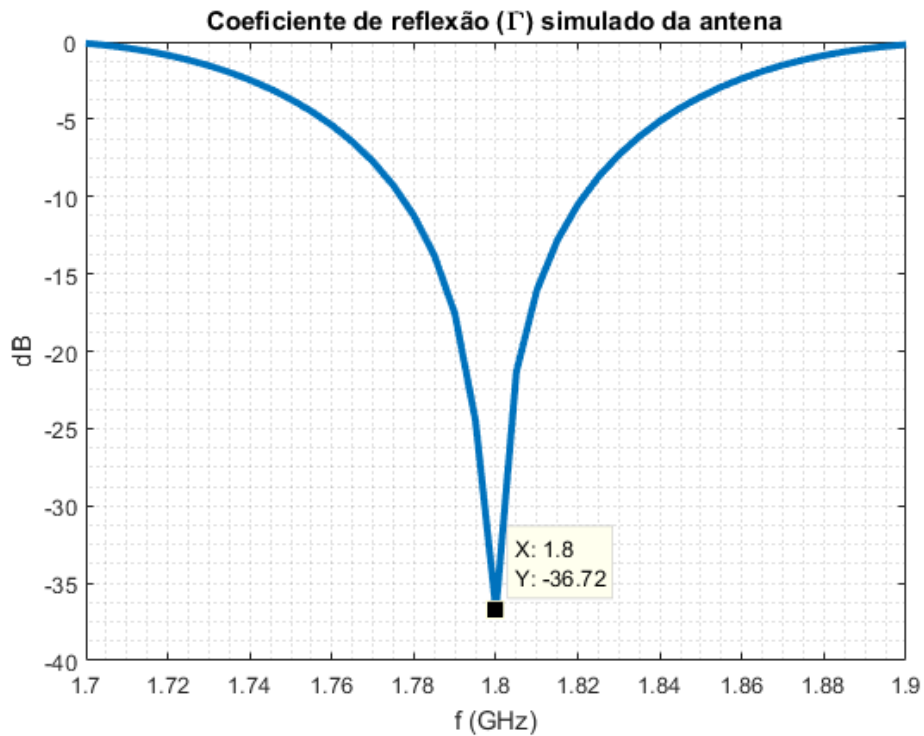
demonstradas nas figuras 18, 19 e, 20. As eficiências simuladas para estes modelos estão demonstradas na tabela 10.

Figura 18 – Coeficiente de reflexão simulado para antena patch de $f_r = 2,4$ GHz

Fonte: Autoria própria.

Figura 19 – Coeficiente de reflexão simulado para antena patch de $f_r = 2,1$ GHz

Fonte: Autoria própria.

Figura 20 – Coeficiente de reflexão simulado para antena patch de $f_r = 1,8$ GHz

Fonte: Autoria própria.

Tabela 10 – Eficiências para os modelos de antenas não-reconfiguráveis, com sintonia nas frequências de 2,4 GHz, 2,1 GHz e 1,8 GHz.

f_r (GHz)	Eficiência (%)
2,4	92,22
2,1	90,28
1,8	90,12

4.1.3 Eficiência Simulada para os Modelos Reconfiguráveis e Comparação

Foram simuladas as eficiências para os modelos de antenas com reconfigurabilidade a fim de comparar com os modelos sem a reconfigurabilidade, e entender o impacto dos componentes discretos em cada um dos casos.

Para o modelo da antena com comutação entre 2,4 GHz e 1,8 GHz, a eficiência de radiação simulada está apresentada na tabela 11 e a eficiência do modelo de comutação entre 2,4 GHz e 2,1 GHz está na tabela 12.

Tabela 11 – Eficiências para antena de comutação 2,4 GHz - 1,8 GHz com diodo ON/OFF

Estado do Diodo	f_r (GHz)	Eficiência (%)
OFF	2,4	76,03
ON	1,8	78,96

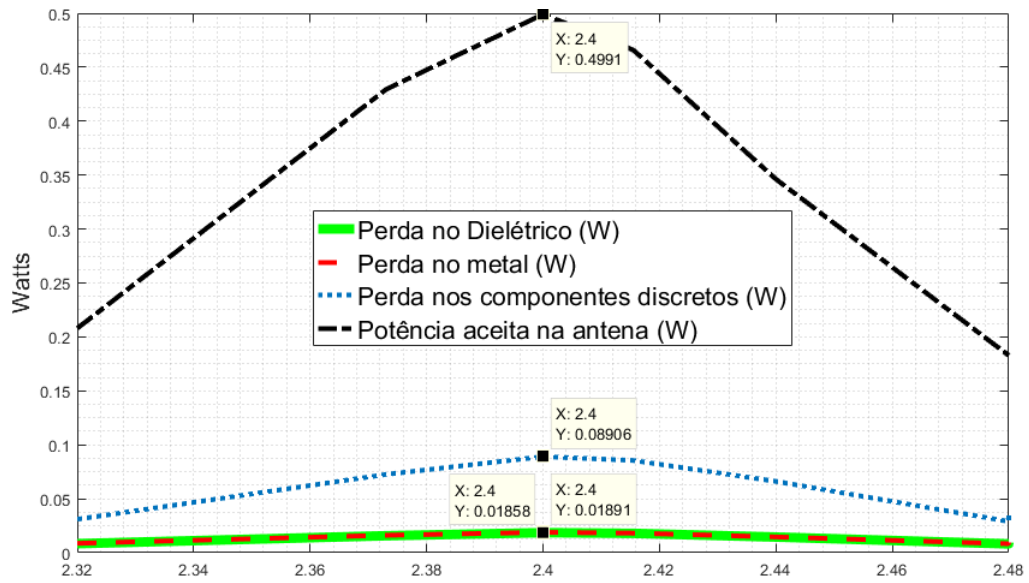
Tabela 12 – Eficiências para antena de comutação 2,4 GHz - 2,1 GHz com diodo ON/OFF

Estado do Diodo	f_r (GHz)	Eficiência (%)
OFF	2,4	76,24
ON	2,1	78,96

Nota-se que há pouquíssima variação na eficiência entre a antena com diodo em baixa impedância e em alta impedância. Para o estado de alta impedância, há menos perdas no cobre e dielétrico, mas há mais perdas nos componentes. Esta perda no diodo no estado de alta impedância ocorre pois a isolação do diodo não é perfeita, e mesmo em estado de alta impedância há alguma corrente residual responsável pela dissipação de energia.

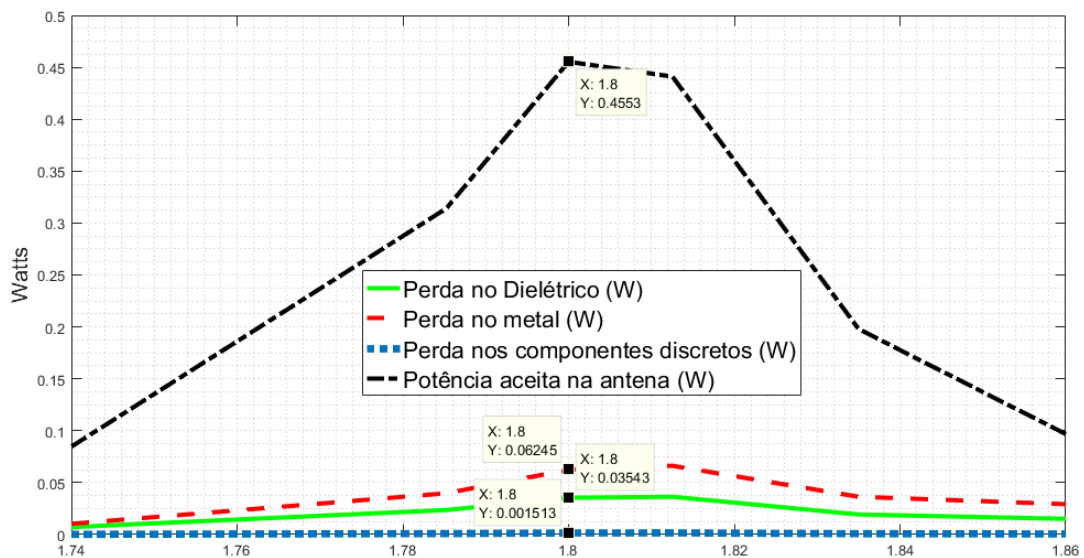
Já no estado de baixa impedância, a dissipação no diodo é menor, porém a dissipação no cobre se eleva devido aos comprimentos extras que são conectados pelo diodo. Nas figuras 21 e 22 estão demonstradas as perdas em W (Watts) para o modelo de comutação entre 2,4 GHz e 1,8 GHz.

Figura 21 – Perdas na Antena com Diodo OFF (2,4 GHz)



Fonte: Autoria própria.

Figura 22 – Perdas na Antena com Diodo ON (1,8 GHz)



Fonte: Autoria própria.

Tabela 13 – Perdas na Antena nos modelos de 2,4 GHz e 1,8 GHz

Perdas (W)	2,4 GHz	1,8 GHz	Diferença (W)
Perdas no Dielétrico	0,0186	0,0354	-0,0168
Perdas no Metal	0,0189	0,0624	-0,0435
Perdas nos Elementos Discretos	0,0891	0,0015	0,0876

Nota-se pela tabela 13 que as perdas nos componentes discretos são maiores quando o diodo está em seu estado de alta impedância (2,4 GHz), porém as perdas nos cobres são maiores quando o diodo está no estado de baixa impedância (1,8 GHz).

Tabela 14 – Eficiências de radiação simuladas para f_r em 2,4, 2,1 e 1,8 GHz comparando modelos com e sem componentes discretos

f_r (GHz) - com diodo/sem diodo	eficiência _{dB}	eficiência%
2,4 (modelo 2,1-2,4) - com diodo OFF	-1,178	76,24
2,4 (modelo 1,8-2,4) - com diodo OFF	-1,190	76,03
2,4 - sem diodo	0,3514	92,22
2,1 - com diodo ON	-1,026	78,96
2,1 - sem diodo	-0,4441	90,28
1,8 - com diodo ON	-1,026	78,96
1,8 - sem diodo	-0,4519	90,12

Percebe-se pela tabela 14 que a eficiência dos modelos sem componentes discretos é consideravelmente maior, o que é esperado dado a dissipação que acontece nestes componentes. Pode-se notar também que há uma variação de eficiência muito pequena para a antena com o diodo no estado de alta impedância (OFF) e o diodo no estado de baixa impedância (ON), a presença dos componentes discretos, e, principalmente do diodo em si é suficiente para reduzir significativamente a eficiência da antena.

4.2 Modelo Prototipado e Medições

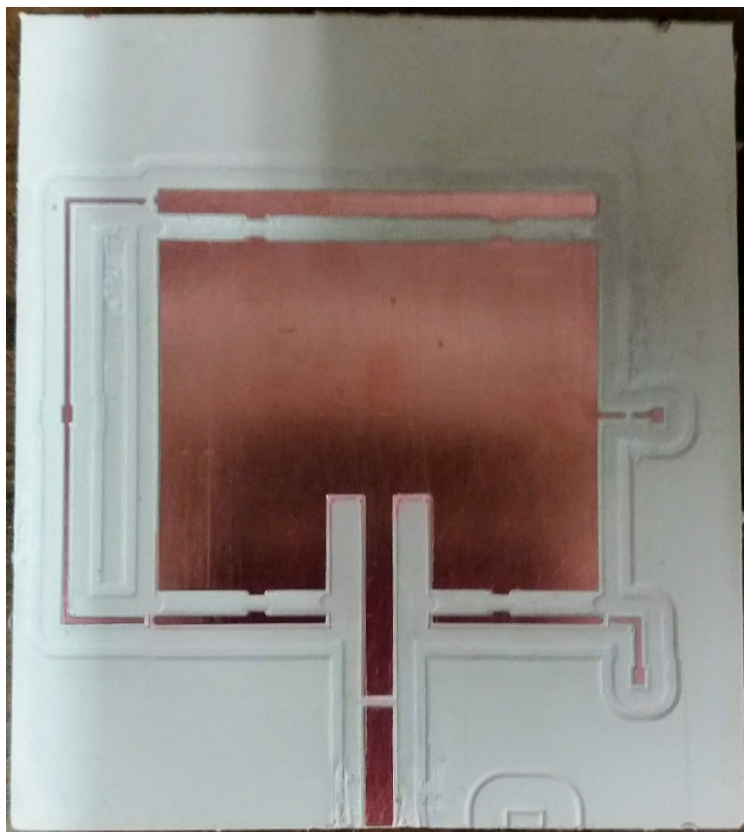
Com objetivo de minimizar imperfeições, o modelo de comutação entre 2,4 GHz e 1,8 GHz foi escolhido devido ao maior comprimento das faixas adicionais de cobre, de modo que uma imperfeição da ordem de décimos de milímetros tenha um impacto menor do que teria no modelo de comutação entre 2,4 GHz e 2,1 GHz.

O indutor utilizado foi da Murata Electronics Co., LTD, com número de série LQW15AN56NG80D (MURATA ELECTRONICS CO., LTD,), com indutância de 56 nH. O capacitor utilizado foi da American Technical Ceramics (ATC), com número de série 800B560JT500XT (AMERICAN TECHNICAL CERAMICS,) e capacitância de 56 pF, conforme visto na tabela 6, estes componentes resultam em impedâncias apropriadas para as faixas de frequências utilizadas.

O diodo PIN utilizado é da Skyworks Solutions, com número de série SMP1345-079LF (SKYWORKS SOLUTIONS, b), adequado para aplicações como chave RF em WLANs. A utilização de diodo PINs da Skyworks como chave RF em antenas é demonstrada em (SKYWORKS SOLUTIONS, a), recomendando a aplicação de 5V em polarização direto no diodo para o estado de baixa impedância.

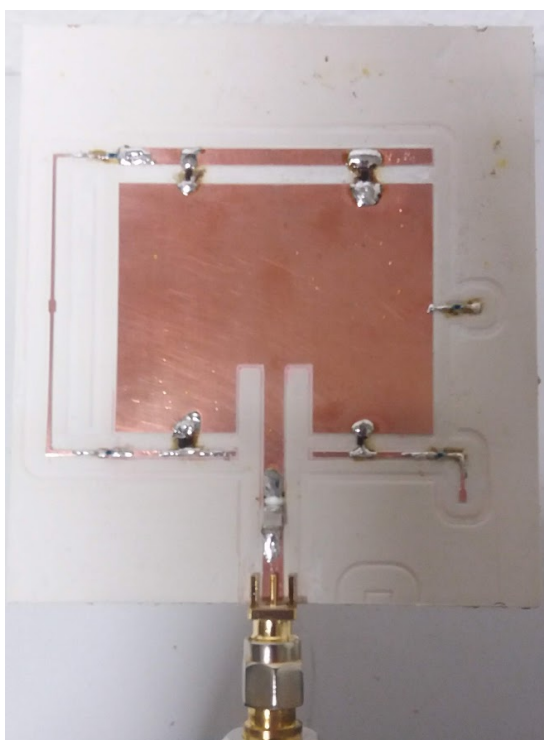
A antena confeccionada foi fotografada e é apresentada na figura 23 sem componentes discretos soldados e, na figura 24, com os componentes e, na figura 25, com a identificação explícita de todos os componentes.

Figura 23 – Antena prototipada sem componentes



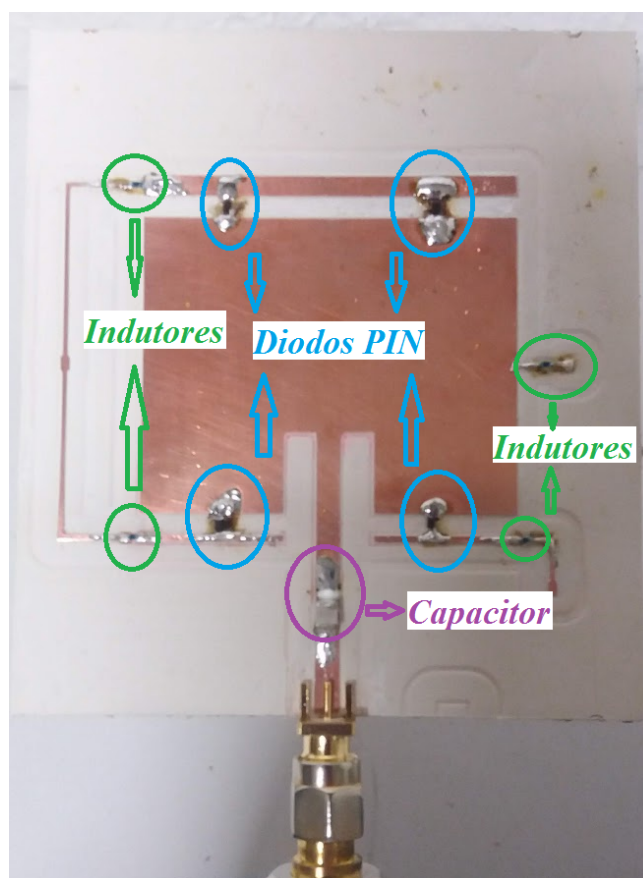
Fonte: Autoria própria.

Figura 24 – Antena prototipada com componentes soldados



Fonte: Autoria própria.

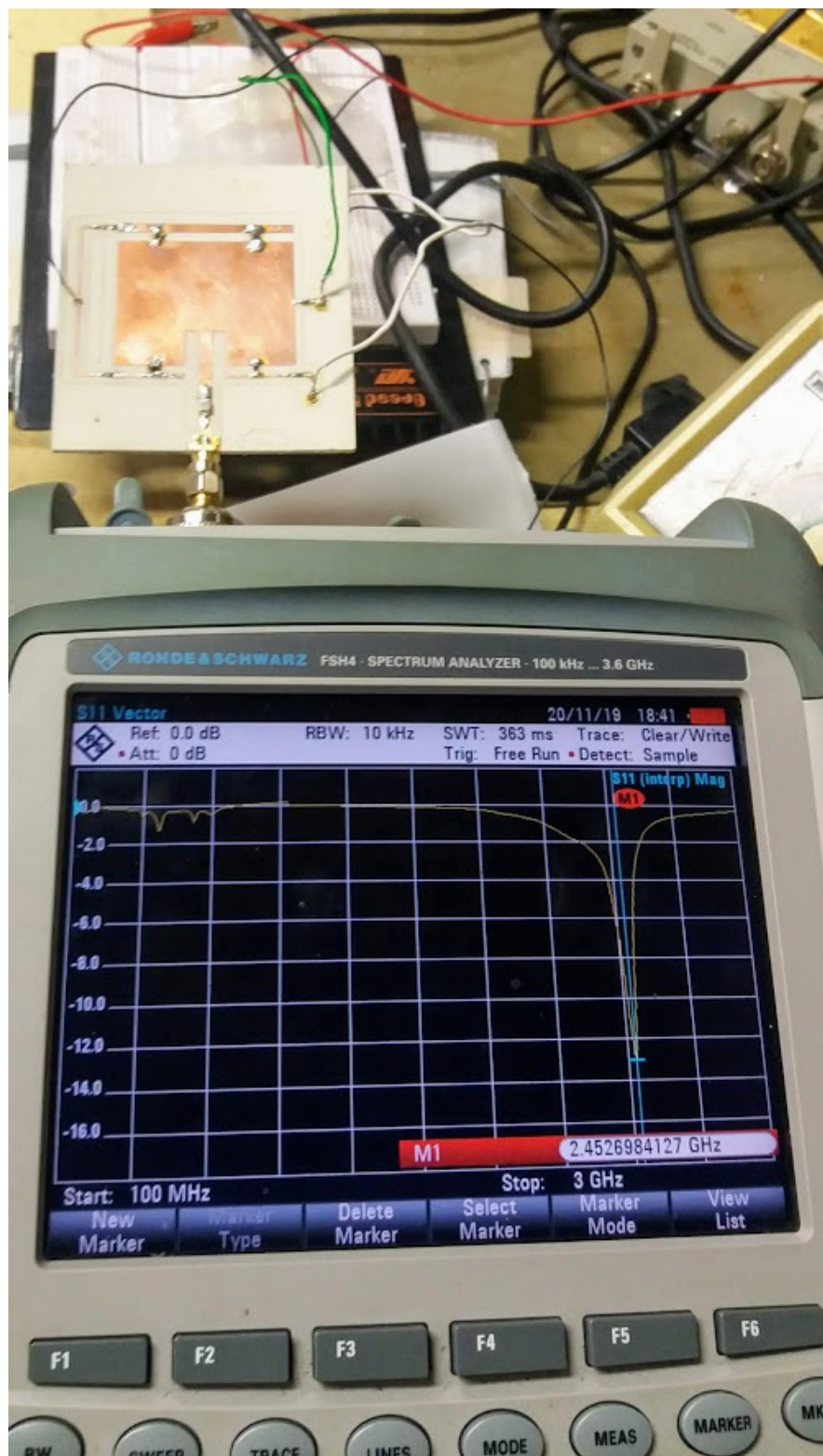
Figura 25 – Antena prototipada com componentes identificados



Fonte: Autoria própria.

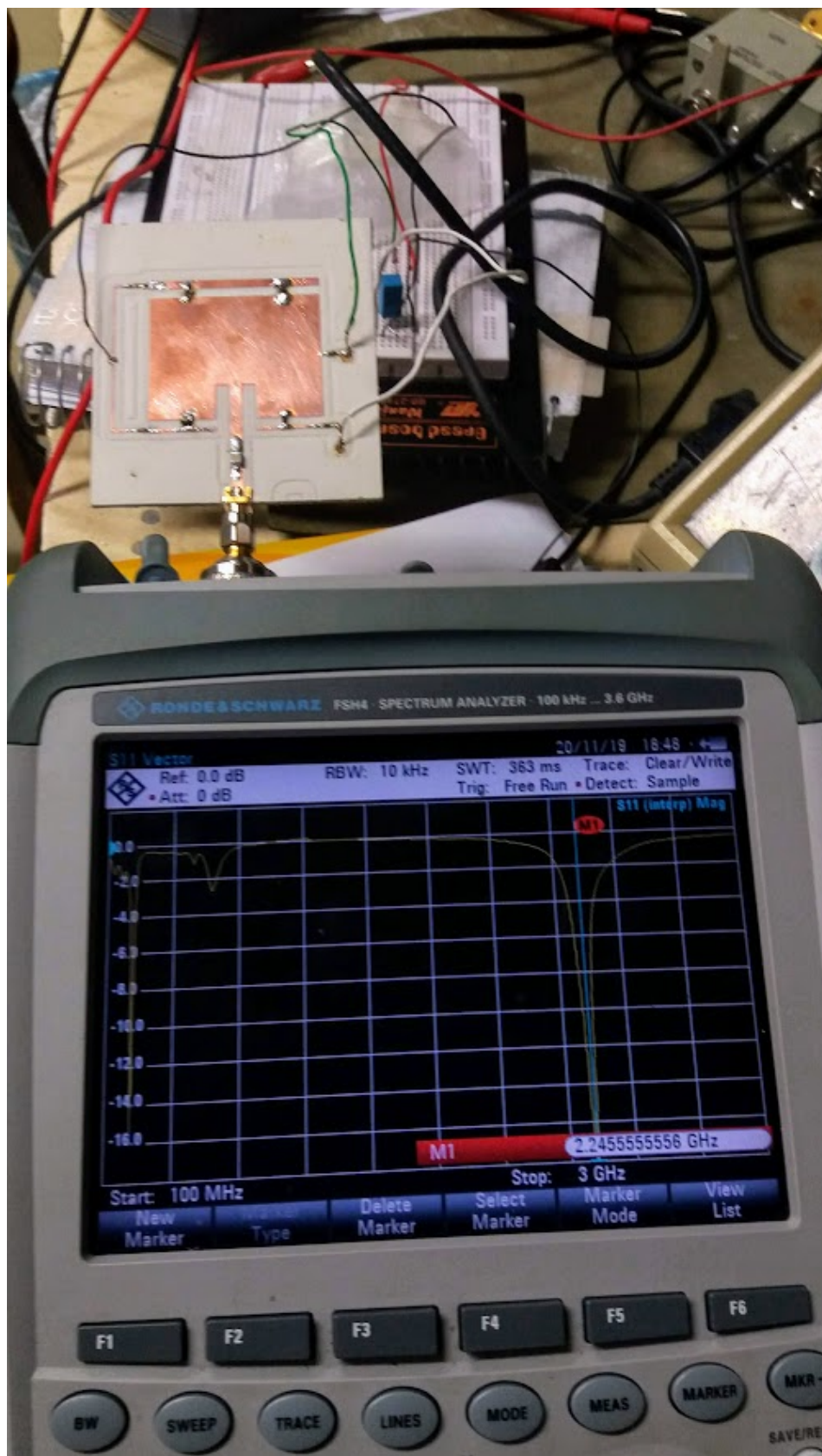
Foram realizadas as medições do coeficiente de reflexão da antena para o diodo no estado *OFF* (alta impedância) e *ON* (baixa impedância) utilizando o analisador de espectro (ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO KG,), os resultados estão demonstrados nas figuras 26 e 27.

Figura 26 – Medição do coeficiente de reflexão da Antena com o Diodo OFF



Fonte: Autoria própria.

Figura 27 – Medição do coeficiente de reflexão da Antena com o Diodo ON



Fonte: Autoria própria.

Foi possível perceber com clareza a reconfigurabilidade entre as medições com o diodo no estado de baixa impedância, e no estado de alta impedância, porém nota-se também que o deslocamento da ressonância medido foi menor do que o deslocamento simulado. Os resultados da simulação e da medição estão representados na tabela 15 para ambos os estados do diodo.

Tabela 15 – Resultado da ressonância para simulação e medição da antena prototipada

Simulado/Prototipado	Estado do Diodo	f_r (GHz)
Simulado	Diodo <i>OFF</i>	2,4
Prototipado	Diodo <i>OFF</i>	2,45
Simulado	Diodo <i>ON</i>	1,8
Prototipado	Diodo <i>ON</i>	2,24

Enquanto o Δf simulado foi de 0,6 GHz, o Δf medido foi de 0,21 GHz, essa diferença de resultados se dá por diversas imperfeições na confecção da antena e alguns efeitos reais não considerados na simulação:

- Imperfeições na confecção da antena, resultando em trilhas mais finas do que o modelo simulado;
- Modelagem dos componentes discretos diferentes do modelo real, não representando de forma perfeita o efeito na radiação;
- Imperfeição na soldagem dos componentes, visto que há 3 diodos em paralelo (os 2 diodos superiores e o diodo inferior esquerdo), é possível que haja algum mal contato não percebido;
- Isolação não-ideal dos indutores, fazendo com o circuito de polarização e os fios utilizados influenciem na sintonia da antena.

A antena confeccionada foi medida com um paquímetro de resolução de 0,1 mm e verificou-se diferenças entre comprimentos da antena simulada e da antena prototipada, a comparação está demonstrada na tabela 16.

Os comprimentos da tabela 16 estão descritos na tabela 17.

Nota-se que os comprimentos das trilhas de cobres ficaram menores no modelo prototipado, ocasionando em um aumento na frequência de ressonância da antena.

Foi recriado o modelo da antena de acordo com as dimensões medidas com o paquímetro no CST Studio Suite® e realizadas simulações em que 2 dos 3 diodos em paralelo foram deletados, com intuito de simular uma possível falta de contato. A antena simulada está representada na figura 28 e o resultado do coeficiente de reflexão na figura 29.

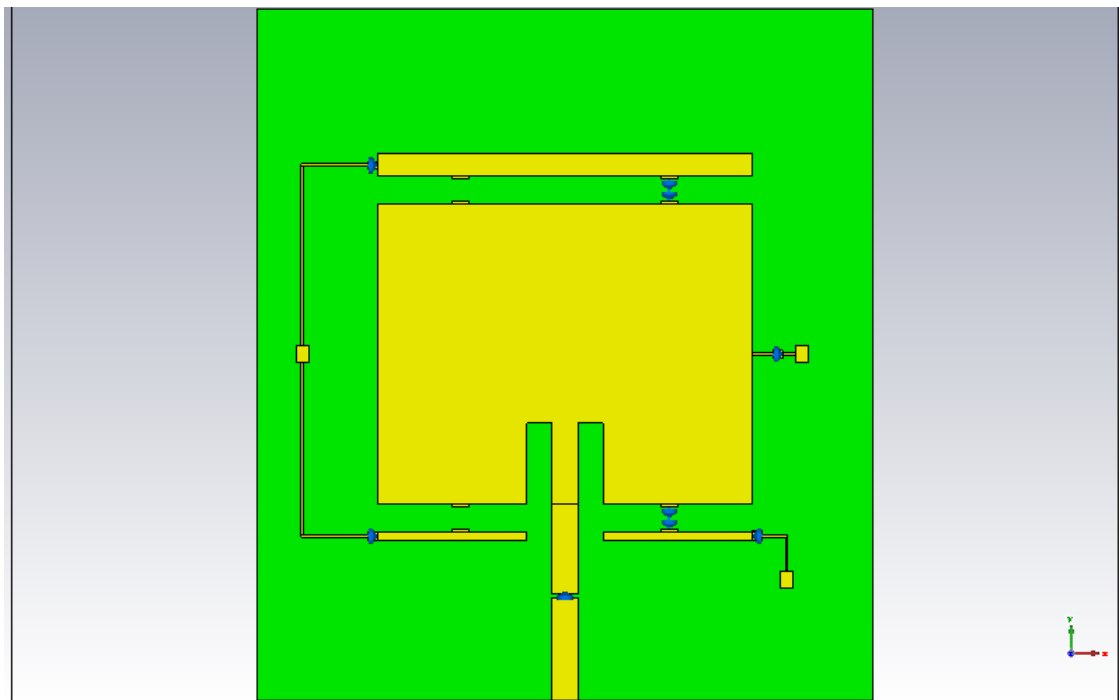
Tabela 16 – Comprimentos da antena simulada e prototipada

Comprimentos (mm)	Simulado	Prototipado	Diferença
L_Patch	35,5	35,2	0,3
W_Patch	44,35	44,0	0,4
L_Extra_Up	3,0	2,6	0,4
L_Extra_y0	1,3	0,9	0,4
y0	9,6	9,5	0,1
pin_diode_gap_up	1,1	2,7	-1,6
pin_diode_gap_down	1,1	2,4	-1,3
W_FeedLine	3,36	3,0	0,4

Tabela 17 – Descrição dos comprimentos da tabela 16

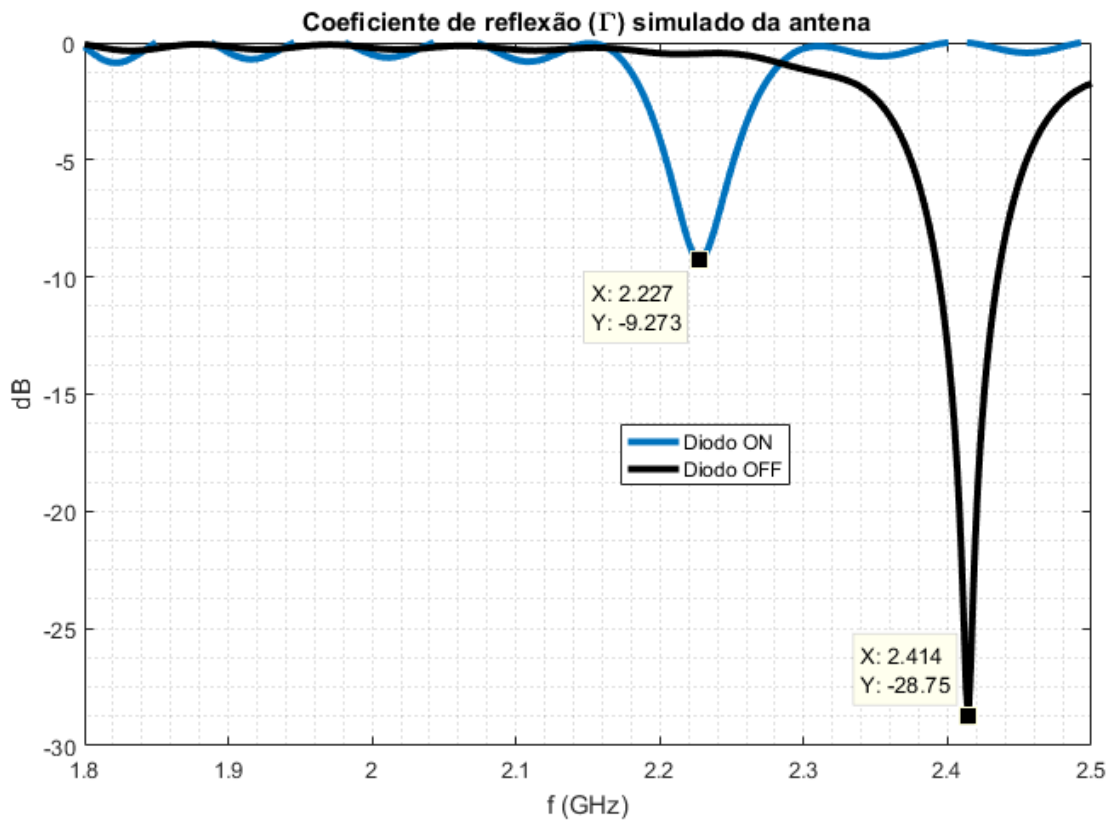
Comprimentos	Descrição
L_Patch	Comprimento do patch da antena
W_Patch	Largura do patch da antena
L_Extra_Up	Comprimento da faixa de cobre extra superior
L_Extra_y0	Comprimento da faixa de cobre extra inferior
y0	Gap no sentido Y responsável pela adaptação de impedância entre a trilha de alimentação e o patch
pin_diode_gap_up	Gap onde é soldado o diodo PIN superior
pin_diode_gap_down	Gap onde é soldado o diodo PIN inferior
W_FeedLine	Largura da trilha de alimentação

Figura 28 – Antena simulada com dimensões medidas com paquímetro e sem os diodos superior esquerdo e inferior esquerdo



Fonte: Autoria própria.

Figura 29 – Coeficiente de reflexão simulado



Fonte: Autoria própria.

Tabela 18 – Comparação do parâmetro S11 para o modelo prototipado e o modelo ressimulado conforme as dimensões medidas e contendo 2 diodos sem contato

Simulado/Prototipado	Estado do Diodo	f_r (GHz)
Simulado	Diodo <i>OFF</i>	2,41
Prototipado	Diodo <i>OFF</i>	2,45
Simulado	Diodo <i>ON</i>	2,23
Prototipado	Diodo <i>ON</i>	2,24

Nota-se pela tabela 18 que as frequências de melhor adaptação medidas e simuladas ficaram muito mais próximas, o que dá indícios que de fato houveram diodos com mal contato na antena prototipada, mas também reforça a confiabilidade dos resultados simulados.

5 Conclusão

Pode-se observar o funcionamento da reconfigurabilidade em frequência conforme o esperado na simulação utilizando o controle do comprimento elétrico da antena através do diodo PIN, atuando como uma chave em rádio frequência, porém nota-se também um claro decaimento da eficiência de radiação da antena entre modelos contendo o diodo e modelos não contendo o diodo, com a mesma frequência de ressonância. Para o modelo prototipado da antena, atingiu-se também o efeito de reconfigurabilidade em frequência através do controle do diodo PIN com tensão de polarização CC, embora a variação da frequência sintonizada tenha sido menor que o esperado, há algumas imperfeições na confecção da antena que justificam a diferença no deslocamento da frequência de ressonância. Com isso demonstra-se a eficácia na utilização do Diodo PIN em uma antena patch de microfita em atingir a reconfigurabilidade em frequência nas faixas WLAN e 4G a custo da eficiência de radiação.

Embora o objetivo da reconfigurabilidade tenha sido um sucesso, poderiam haver melhorias no trabalho quanto a compatibilidade entre as simulações e a antena confeccionada, para uma simulação mais próxima ao modelo real poderia ter sido utilizado o modelo específico do diodo PIN, contabilizando-o com um modelo de seus parâmetros S, representando de forma mais fiel o comportamento do diodo em função da frequência e, conseqüentemente, o efeito do diodo na sintonia da antena. Além disso, com equipamentos mais adequados e um melhor manuseio, seria possível confeccionar a antena com dimensões mais próximas do modelo simulado, visto que a antena possui uma banda estreita, uma variação de décimos de milímetros é relevante para a sua sintonia, de forma a deslocar a frequência central da banda mais do que a própria largura da banda. Tal sensibilidade pode ser notada ao perceber que uma variação de 0,5 mm da faixa de cobre da antena, conforme apresentada na figura 12, causa um deslocamento de frequência maior do que as larguras de bandas apresentadas nas figuras 16 e 17.

Referências Bibliográficas

- AMERICAN TECHNICAL CERAMICS. *ATC 800B Series NPO Ceramic, High RF Power Ultra-Low ESR Multilayer Capacitors - Datasheet*. [S.l.]. Disponível em: <<http://www.atceramics.com/UserFiles/800b.pdf>>.
- BALANIS, C. A. *Antenna Theory, Analysis and Design*. 4th. ed. [S.l.]: A John Wiley & Sons, INC., 2017.
- DESHMUKH, A. A.; DESAI, A. A.; SHAIKH, S. A.; LELE, K.; AGRAWAL, S. R. Resonance frequency formulation for planar rectangular monopole antenna. *International Conference on Microwave, Optical and Communication Engineering*, 2015.
- DOHERTY, W. E.; JR.; JOOS, R. D. *The PIN Diode Circuit Designer's Handbook*. [S.l.]: Microsemi Corporation, 1998.
- DRIVING PIN Diodes: The Op-Amp Alternative | Analog Devices. 2010. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/driving-pin-diodes-with-op-amps.html#>>>.
- GRIGORIEV, A. D.; DJALILOV, B. O. Electrically tuned antenna for 4g mobile communication. *IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, 2017.
- HUSSAIN, R.; SHARAWI, M. S. Two element wide-band frequency reconfigurable mimo antenna system for 4g applications. *IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2016.
- KAUR, P.; UDDIN, M.; KHOSLA, A. Cognitive radios: Need, capabilities, standards, applications and research challenges. *International Journal of Computer Applications (0975 – 8887), Volume 30– No.1*, 2011.
- MURATA ELECTRONICS CO., LTD. *Chip Coil (Chip Inductor) LQW15AN56NG80D, Reference Specification*. [S.l.]. Disponível em: <<https://br.mouser.com/datasheet/2/281/JELF243A-0100-1380931.pdf>>.
- POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 3rd. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- RAY, K. P. Design aspect of printed monopole antenna for ultra wideband applications. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2008.
- ROGERS CORPORATION. *RO3003® Series Circuit Materials*. [S.l.]. Disponível em: <<http://www.prototron.com/documents/materials/RO3000.pdf>>.
- ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO KG. *R&S® FSH4/8/13/20 Spectrum Analyzer Operating Manual*. [S.l.]. Disponível em: <https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuals/gb_1/f/fsh_1/FSH_OperatingManual_en_FW3.00.pdf>.
- SADIKU, M. N. O. *Elements of Electromagnetics*. 5th. ed. [S.l.]: Oxford University Press, USA, 2010.

SKYWORKS SOLUTIONS. *Low Cost Antenna Tuning Using Skyworks PIN Diodes*. [S.l.]. Disponível em: <<https://www.richardsonrfpd.com/docs/rfpd/Skyworks\%20Low\%20Cost\%20Antenna\%20Tuning\%20using\%20Skyworks\%20PIN\%20Diodes.pdf>>.

SKYWORKS SOLUTIONS. *SMP1345 Series: Very Low Capacitance, Plastic Packaged Silicon PIN Diodes*. [S.l.]. Disponível em: <https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMP1345_Series_200046U.pdf>.

TELECO - Frequências de Celular. Disponível em: <<https://www.teleco.com.br/areasc.asp>>.

TELECO - Tutoriais Banda Larga. Disponível em: <https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwlanx/pagina_3.asp>.