

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES
CAMPUS PATOS DE MINAS

PEDRO MATEUS MOREIRA NETO

ESTUDO DE UMA ANTENA *PATCH* DE BANDA LARGA E

Patos de Minas - MG
2019

PEDRO MATEUS MOREIRA NETO

ESTUDO DE UMA ANTENA *PATCH* DE BANDA LARGA:

Trabalho de conclusão de curso, apresentado a Universidade Federal de Uberlândia (UFU), como parte das exigências para a obtenção do título de bacharel em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Patos de Minas, 05 de julho de 2019.

BANCA EXAMINADORA

Profa. Dra. Karine Barbosa Carbonaro (orientadora)
FEELT / UFU

Profa. Dra. Elise Saraiva
FEELT / UFU

Prof. Dr. Júlio César Coelho
FEELT / UFU

RESUMO

Este trabalho apresenta a forma como é construída uma antena *patch* simples utilizando o método das linhas de transmissão e simulação através do CST *studio* para analisar a perda por retorno e diagramas de campo. Após atingir os resultados esperados para este tipo de antena, usa-los como um ponto de partida para a sintetização de uma antena *patch* com fenda dupla no formato E também sendo simulada no mesmo *software* e analisando os mesmos parâmetros da antena *patch* simples para obter melhores resultados em termos de largura de banda, perdas por retorno, ganho, ângulo de abertura e potência irradiada.

Palavras chave: Antena em formato E, *patch* simples, banda larga e perda por retorno.

ABSTRACT

This work presents the way a simple patch antenna is constructed using the transmission line and simulation method through the CST studio to analyze the return loss and field diagrams. After achieving the expected results for this type of antenna, it uses them as a starting point for synthesizing a double-slit patch antenna in the E-format also being simulated in the same software and analyzing the same parameters of the simple patch antenna for better results in terms of bandwidth, return losses, gain, aperture angle and radiated power.

Keywords: *Antenna in format E, simple patch, broadband, loss on return.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1- Diagrama 2D e 3D.....	15
Figura 2.2- Sistema de coordenadas esféricas.....	17
Figura 2.3 - Representação da antena isotrópica.....	18
Figura 2.4 – Antena transmissora ligada ao gerador.....	20
Figura 2.5 – Circuito de <i>Thevenin</i> da antena transmissora.....	21
Figura 2.6 - Antena receptora ligada à carga.....	23
Figura 2.7 – Circuito de <i>Thevenin</i> da antena receptora.....	23
Figura 3.1 - Composição de uma antena <i>patch</i>	26
Figura 3.2 - Geometrias comuns para o elemento irradiador.....	27
Figura 3.3 - Densidade de linhas de campo em uma antena com plaqueta retangular.....	27
Figura 3.4 - Antena com alimentação de linha de microfita no mesmo plano do elemento irradiador.....	28
Figura 3.5 - Antena com alimentação por cabo coaxial.....	29
Figura 3.6 - Antena com alimentação utilizando acoplamento por abertura.....	30
Figura 3.7 - Antena com alimentação utilizando acoplamento direto.....	30
Figura 3.8 - Franjas saindo de campo elétrico saindo da antena <i>patch</i> da microfita.....	32
Figura 3.9 - Modelo da antena de dupla fenda E utilizada no projeto.....	34
Figura 4.1 – Logotipo do simulador CST.....	35
Figura 4.2 - Antena <i>patch</i> simples com alimentação por cabo coaxial.....	36
Figura 4.3 – Antena <i>patch</i> em formato E.....	38
Figura 5.1 - Perda por retorno da <i>patch</i> simples com substrato SF6 e $h = 10\text{mm}$	40
Figura 5.2 - Coeficiente de onda estacionária da <i>patch</i> simples com substrato SF6 e $h = 10\text{mm}$	41
Figura 5.3 - Diagrama de irradiação da <i>patch</i> simples com substrato SF6 e $h = 10\text{mm}$	41
Figura 5.4 - Perda por retorno da <i>patch</i> simples com substrato SF6 e $h = 8\text{mm}$	42
Figura 5.5 - Coeficiente de onda estacionária da <i>patch</i> simples com substrato SF6 e $h = 8\text{mm}$	42
Figura 5.6 - Diagrama de irradiação 2D da <i>patch</i> simples com substrato SF6 e $h = 8\text{mm}$	43
Figura 5.7 - Perda por retorno da <i>patch</i> simples com substrato tacônico TLP 5 e $h = 8$ e 10mm	43
Figura 5.8 - Coeficiente de onda estacionária da <i>patch</i> simples com substrato tacônico TLP 5 e $h = 8$ e 10mm	44
Figura 5.9 – Diagrama de irradiação 2D da <i>patch</i> simples com substrato tacônico TLP 5	44
Figura 5.10 - Perda por retorno da antena E com substrato SF6 e $h = 8$ e 10mm	45
Figura 5.11 - Coeficiente de onda estacionária da antena E com substrato SF6 e $h = 8$ e 10mm	46
Figura 5.12 - Diagrama de irradiação 2D da antena E com substrato SF6 e $h = 10\text{mm}$	47

Figura 5.13 - Perda por retorno da antena E com substrato tacônico e $h = 8$ e 10mm	47
Figura 5.14 - Coeficiente de onda estacionária da antena E com substrato de tacônico e $h = 8$ e 10mm	48
Figura 5.15 - Diagrama de irradiação 2D da antena E com substrato SF6 e $h = 8\text{mm}$	48
Figura 5.16: - Variação do parâmetro S_{11} em relação à W	49
Figura 5.17 – Variação do parâmetro S_{11} em relação à L	50
Figura 5.18 - Variação do parâmetro S_{11} em relação à L_s	50
Figura 5.19 - Variação do parâmetro S_{11} em relação à W_s	51
Figura 5.20 - Parâmetro S_{11} dos melhores projetos de antena E.....	51
Figura 5.21 – Parâmetro VSWR dos melhores projetos de antena E.....	52
Figura 5.22 - Diagrama de irradiação 2D da antena E.	53

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Parâmetros da antena <i>Patch</i> simples de tacônico.	37
Tabela 4.2 – Parâmetros da antena <i>Patch</i> simples de gás hexafluoreto de enxofre.	37
Tabela 4.3 – Parâmetros da antena <i>Patch</i> em formato E de tacônico.	38
Tabela 4.4 – Parâmetros da antena <i>Patch</i> em formato E de gás hexafluoreto de enxofre.	39
Tabela 4.5 – Tentativa de melhoria da antena patch E com substrato de hexafluoreto de enxofre e 10mm.....	52

LISTA DE ABREVIATURAS

IT	<i>Information Technology</i>
LFMP	<i>Half power beamwidth</i>
LFEN	<i>First Null Beam Width</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
FTDT	<i>Finite Diference Time Domain</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>

LISTA DE SIMBOLOS

dI_z	Diferencial de corrente na direção z
dt	Diferencial no tempo
q	Quantidade de carga em Coulombs [C]
v_z	Velocidade das partículas no eixo hipotético z [m/s]
T	Período de uma onda [s]
f	Frequência da onda [Hz]
λ	Comprimento de onda [m]
db	Unidade em decibéis
W	Vetor pointing definindo a potência distribuída em uma área
E	Vetor campo elétrico
H	Vetor campo magnético
P	Potência calculada
U	Intensidade de radiação
D_0	Diretividade total
D_θ	Diretividade parcial no plano teta
D_ϕ	Diretividade na direção ϕ
D	Diretividade
U_0	Intensidade em relação ao radiador isotrópico
η	Impedância intrínseca do meio
$F(\theta, \phi)$	Função do campo elétrico do plano ϕ e teta
π	Constante pi
e_c	Eficiência condutiva do material
e_d	Eficiência dielétrica
e_r	Eficiência de reflexão
e_{cd}	Eficiência de radiação
P_{in}	Potência recebida pela antena
P_{rad}	Potência radiada pela antena
G	Ganho diretivo
$G(\theta, \phi)$	Ganho diretivo em função de teta e ϕ

Z_g	Impedância do gerador
R_g	Parte real da impedância do gerador
jX_g	Parte imaginária da impedância do gerador
Z_a	Impedância da antena
R_a	Parte real da impedância da antena
jX_a	Parte imaginária da impedância da antena
R_l	Resistência da linha de transmissão entre gerador e antena
V_g	Tensão oferecida pelo gerador
I_g	Corrente gerada pela tensão do gerador
V_t	Tensão induzida na recepção de uma antena
R_r	Resistencia de radiação no modo recepção
I_t	Corrente criada pela tensão induzida nos terminais de recepção
Q	Fator de qualidade
Γ	Coefficiente de reflexão
L_{ret}	Perda por retorno
$B_{m\acute{a}x}$	Largura de banda máxima
ϵ_r	Constante dielétrica relativa do meio [F/m]
L	Largura da antena <i>Patch</i> [m]
h	Altura do dielétrico [m]
W	Comprimento da antena <i>Patch</i> [m]
c	Constante da velocidade da luz
ϵ_{ff}	Constante dielétrica efetiva do meio [F/m]
W_s	Comprimento da fenda
L_s	Largura da fenda
f_h	Frequência de ressonância superior
f_l	Frequência de ressonância inferior
f_r	Frequência de ressonância quando há somente uma
Y_0	Posição inicial de alimentação
SF_6	Hexafluoreto de enxofre
S_{11}	Perda por retorno da onda incidente e refletida na porta um

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	13
2 FUNDAMENTOS DE ANTENAS.....	15
2.1 DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO.....	15
2.2 DENSIDADE DE POTÊNCIA	16
2.3 INTENSIDADE DE IRRADIAÇÃO	16
2.4 LARGURA DE FEIXE	17
2.5 DIRETIVIDADE.....	17
2.6 GANHO.....	19
2.7 IMPEDÂNCIA DE ENTRADA.....	20
2.8 PERDA POR RETORNO	24
3 MODELAGEM DE ANTENA <i>PATCH</i> DE MICROSTRIP	26
3.1 INTRODUÇÃO.....	26
3.2 ANTENAS <i>PATCH</i>	26
3.2.1 Princípio de Funcionamento	27
3.2.2 Alimentação.....	28
3.2.2.1 Linha de Microfita	28
3.2.2.2 Cabo coaxial	29
3.2.2.3 Acoplamento por abertura	29
3.2.2.4 Acoplamento direto	30
3.3 MODELAGEM E PARAMETRIZAÇÃO	30
4 MATERIAIS E MÉTODOS.....	35
4.1 SIMULADOR	35
4.2 PARÂMETROS DA ANTENA <i>PATCH</i>	36
4.3 PARÂMETROS DA ANTENA <i>PATCH</i> EM FORMATO E COM FENDAS.....	38
4.4 MÉTODO DE MÚLTIPLA RESSONÂNCIA.....	39
5 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	40
5.1 ANTENA <i>PATCH</i> SIMPLES	40
5.1.1 Substrato de hexafluoreto de enxofre	40
5.1.2 Substrato de Tacônico	43

5.2 ANTENA EM FORMATO E.....	45
5.2.1 Substrato de hexafluoreto de enxofre	45
5.2.1 Substrato de Tacônico	47
5.3 PROPOSTA DE MELHORIA DA LARGURA DE BANDA.....	49
6 CONCLUSÃO FINAL	54

1 INTRODUÇÃO

Quando se trata de antenas para transmissão de dados já existe diversos modelos no mercado. Alguns muito bem consolidados, já conquistando a confiança do consumidor e do profissional que trabalha com estes equipamentos.

Para projetar certos tipos de antenas há métodos simples, sendo possível que o profissional possa trabalhar de forma mais direcionada, otimizando os resultados adquiridos e o tempo para a realização de um projeto. Partindo destes modelos simplificados é possível criar projetos simples, práticos e funcionais. Uma desvantagem a ser considerada é que sempre há limites para a utilização de tais métodos. Neste trabalho é apresentado um método simples de linha de transmissão para realização de projetos de antenas *patch* de micro fita retangular. Os resultados desta primeira simulação é a base para o experimento da antena E de banda larga.

O trabalho realizado a partir deste método possibilita a sintetização de antenas de *patch* simples retangular analisando as perdas por retorno e largura de banda da antena, os principais parâmetros a serem utilizados para a construção da antena de banda larga E. Para atingir bons resultados a partir da modelagem utilizada é necessário que certos parâmetros construtivos sejam levados em consideração. A antena *patch* simples opera no modo TM_{01} (BALLANIS, 1996), para antenas em formato E é considerado TM_{01} de forma aproximada (PEDRA, 2010). O método de projeto da antena E é o de múltiplas ressonâncias, onde vários valores de ressonâncias perto cria uma largura de banda maior que a antena *patch* simples.

O objetivo deste trabalho é inicialmente projetar uma antena *patch* simples com formato retangular utilizando o método de linhas de transmissão. Mostrar os parâmetros geométricos de construção mais importantes a serem considerados e seus efeitos quando houver alterações em suas medidas inicialmente calculadas. Analisar bem as perdas por retorno no *software CST studio* e então verificar os resultados a partir de algumas considerações iniciais. A partir da análise dos resultados concluir se a antena de *patch* simples é útil para criação de antenas de banda larga E pela simples inserção de fendas no elemento irradiador. A principal consideração inicial e de maior peso para este tipo de antena é sua largura de banda, seu valor reflete diretamente na frequência de ressonância. Neste trabalho a frequência de ressonância foi determinada em 2.5 GHz e só então a largura W da Antena foi

calculada. O inverso também é possível, onde o projetista define o comprimento inicial W e então calcula a frequência. Largura do dielétrico e tipo de constante dielétrica também são fatores fundamentais para projetos de antena, pois para *patch* simples o intervalo de valor é $2,5 < e_r < 12$ e para a antena E $1 < e_r < 2,5$, sendo intervalo inferior ao que oferece o melhor resultado.

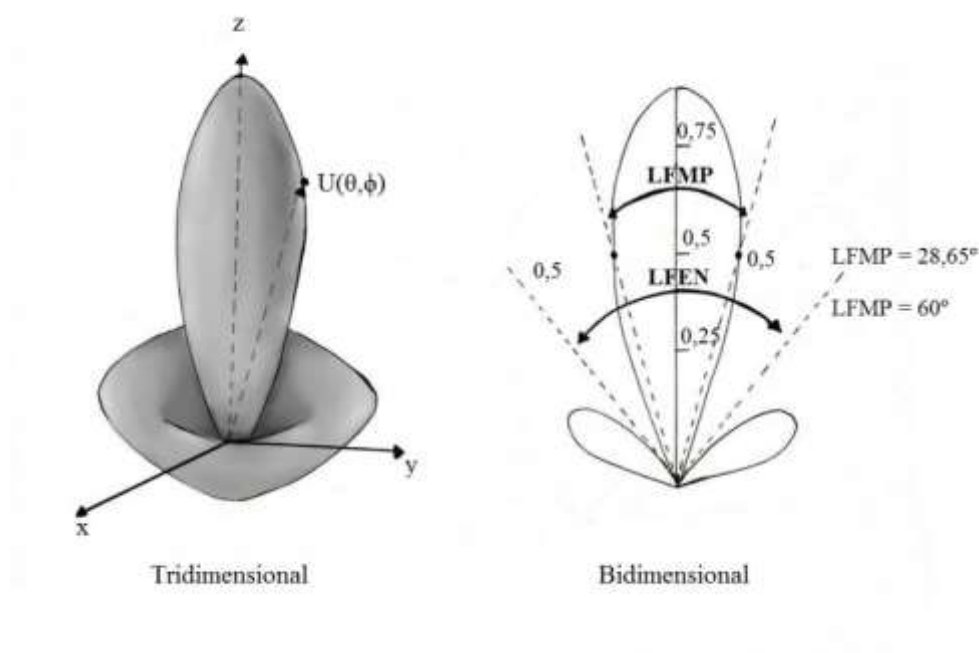
Algumas vantagens e desvantagens da antena *patch* simples e da antena E são mencionadas ao longo deste trabalho, uma das principais desvantagens é em relação a largura de banda por ser reduzida na *patch*. Uma forma de melhorar isso seria projetar outra antena, a partir dos resultados obtidos da primeira, de forma a tentar melhorar a largura de banda inicialmente obtida. Partindo deste princípio uma antena no formato E foi projetada utilizando os mesmos parâmetros inicialmente calculados e os mesmos materiais para dielétrico, tacônico e hexafluoreto de enxofre (HF_6), na tentativa de obter uma largura de banda melhor mantendo a perda por reflexão dentro dos parâmetros aceitáveis adotado neste trabalho, abaixo de -10 dB.

2 FUNDAMENTOS DE ANTENAS

2.1 DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO

É a representação da distribuição de energia eletromagnética irradiada por uma antena. As informações mais relevantes: abertura de feixe, direção de um campo, densidade de potência, dentre outras (BALANIS, 1997). Os diagramas de radiação são representados em 2D e as representações 3D são construções de diversas representações de planos dos diagramas 2D. A Figura 2.1 ilustra o diagrama de irradiação 2D e 3D.

Figura 2.1- Diagrama 2D e 3D



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 1997).

Observe-se na Figura 2.1 o lóbulo classificado como o primário, os secundários, as informações de ângulo de meia potência e de primeiros nulos. A curva de energia eletromagnética maior é o lóbulo principal, e os outros lóbulos menores são chamados lóbulos secundários e, dentre eles há os laterais e o posterior. O lóbulo posterior faz ângulo de 180° com o principal e os demais são lóbulos laterais e, é desejável que eles sejam minimizados ao

máximo porque dependendo da aplicação podem interferir no funcionamento de alguns sistemas (BALANIS, 1997).

2.2 DENSIDADE DE POTÊNCIA

É a quantidade de potência por unidade de área, baseando no irradiador isotrópico. A potência associada à onda eletromagnética é definida na Equação (2.1) pelo vetor de *pointing* (BALANIS, 1997).

$$W = ExH \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (2.1)$$

O desenvolvimento da Equação (2.1) na bibliografia (BALANIS, 1997) gera a Equação (2.2).

$$W_{méd}(x, y, z) = Re[ExH^*] + \frac{1}{2} Re[ExHe^{j2\omega t}] \quad (2.2)$$

Em que,

E - campo elétrico;

H^* - campo magnético.

Na Equação (2.2), a primeira parte não é variante no tempo e a segunda apresenta uma variação periódica. Portanto, o cálculo da potência ou da densidade de potência seria mais bem representado através de uma média temporal mostrada na Equação (2.3) (BALANIS, 1997).

$$W_{méd}(x, y, z) = Re[ExH^*], \quad (2.3)$$

A Equação (2.3) apresenta somente a parte real porque em muitas aplicações a parte imaginária da (2.2) é aproximadamente nula para regiões de campos distantes. Para calcular a potência total irradiada deve-se integrar a superfície de $W_{méd}$ como mostrado na Equação (2.4) (BALANIS, 1997).

$$P_{méd} = \oint W_{méd} da = \oint Re[ExH^*]. \quad (2.4)$$

2.3 INTENSIDADE DE IRRADIAÇÃO

É a potência irradiada por um ângulo sólido calculada multiplicando $W_{méd}$ por r^2 originando a Equação (2.5).

$$U = r^2 W_{méd} \quad (2.5)$$

E a potência irradiada é definida na Equação (2.6).

$$P_{méd} = \oint U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin\theta d\theta d\phi. \quad (2.6)$$

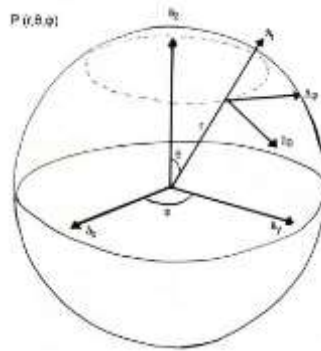
2.4 LARGURA DE FEIXE

Consiste em uma separação angular entre dois pontos na direção de máxima radiação. Pode haver vários tipos de larguras de feixe, mas as mais utilizadas são largura de feixe de meia potência (LFMP) e largura de feixe entre nulos (LFEN). Na Figura 2.1 foram ilustrados os dois tipos de feixes citados. As setas tracejadas com início na origem da fonte do feixe delimitam o ângulo de abertura (BALANIS, 1997).

2.5 DIRETIVIDADE

Primeiramente, os diagramas utilizam as coordenadas esféricas, θ sendo o ângulo de elevação e ϕ sendo ângulo de azimute, como mostrado abaixo.

Figura 2.2- Sistema de coordenadas esféricas.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 1997).

A característica que define como a onda é direcionada a uma dada região é chamada de diretividade. Existe diretividade parcial, referente a cada plano do sistema de coordenada esférica com D_θ sendo a diretividade no plano θ (elevação) e D_ϕ no plano ϕ (azimute). Essa diretividade ocorre quando existem componentes ortogonais de polarização. Nesse caso a diretividade total D_0 é dada na Equação (2.7) (BALANIS, 1997).

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (2.7)$$

O irradiador isotrópico irradia a onda eletromagnética em todas as direções (BALANIS, 1997) e ele é ilustrado na Figura 2.3.

A diretividade é a capacidade de uma antena direcionar a onda eletromagnética por ela irradiada em relação ao irradiador isotrópico. A diretividade do radiador isotrópico é $D = 1$ e a diretividade do elemento irradiador é definida na Equação (2.8) (BALANIS, 1997).

$$D = \frac{U}{U_0} \quad (2.8)$$

Em que,

U - intensidade do elemento irradiador considerado; e

U_0 - intensidade do irradiador isotrópico.

Figura 2.3 - Representação da antena isotrópica.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 1997).

A Equação (2.8) é definida de forma genérica quando se conhece a intensidade da irradiação isotrópica da antena a ser considerada. Para casos mais específicos onde existem componentes de campo elétrico no plano θ e ϕ tem-se a Equação (2.9) (BALANIS, 1997).

$$U = B_0 F(\theta, \phi) \cong \frac{1}{2\eta} [|E_\theta^0(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi^0(\theta, \phi)|^2]. \quad (2.9)$$

Em que,

B_0 - constante;

η - impedância intrínseca do ar;

E_θ^0 - componente de campo no plano θ ; e

E_ϕ^0 - componente de campo no plano ϕ .

Nos casos de máxima intensidade $U_{máx} = B_0|F(\theta, \phi)|_{máx}$ o cálculo da diretividade máxima nos planos de elevação e de azimute é feito utilizando a potência calculada através da intensidade de radiação no caso isotrópico e utilizando da forma geral da diretividade de acordo com a Equação (2.10) (BALANIS, 1997).

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi}. \quad (2.10)$$

2.6 GANHO

Os conceitos de ganho e diretividade são muito similares, o que muda são alguns parâmetros de eficiência considerados. As três figuras de mérito definidas como eficiências correspondem a perdas específicas que ocorrem na estrutura interna da antena, sendo as duas principais: a eficiência condutiva do material e_c (tipo de condutor) e eficiência dielétrica e_d . Essas duas podem ser representadas como a eficiência de radiação e_{cd} . A eficiência de reflexão e_r relaciona a perdas por reflexão da onda eletromagnética na junção condutor antena devido à falta do casamento de impedância entre os dois elementos. O IEEE define que o ganho não inclui perdas devido a descasamentos de impedância (perda de reflexão) e de polarização (perda de polarização) (apud BALANIS, 2009, p.39 e 40).

A similaridade entre o ganho e a diretividade também se dá em termos matemáticos, o único elemento diferente é a potência presente no denominador como visto nas Equações (2.11) e (2.12) (BALANIS, 1997), respectivamente.

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.11)$$

$$D = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.12)$$

Na fórmula do ganho tem-se a potência aceita pela antena (P_{in}) enquanto que na fórmula da diretividade tem-se a potência irradiada (P_{rad}) que considera as perdas relacionadas à estrutura interna da antena. A Equação (2.13) relaciona estas potências (BALANIS, 1997).

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (2.13)$$

E a Equação (2.14) relaciona o ganho e a diretividade (BALANIS, 1997).

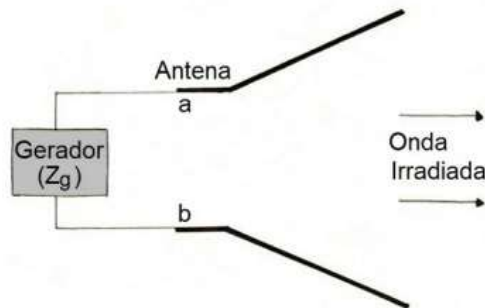
$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) = e_{cd} \left[\frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (2.14)$$

A variação da direção da intensidade de irradiação pode variar os valores de ganho e diretividade em um mesmo diagrama de irradiação. “Quando a direção não especificada, o ganho de potência em geral é calculado na direção de máxima radiação.” (BALANIS, 2009, pg.37).

2.7 IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

O conceito da impedância de entrada inicia-se pela observação da Figura 2.4. O retângulo cinza Z_g ilustra o gerador com a sua impedância característica e os terminais a e b representam o início da estrutura da antena.

Figura 2.4 – Antena transmissora ligada ao gerador.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 1997).

A impedância característica do gerador é definida na Equação (2.15) (BALANIS, 1997).

$$Z_g = R_g + jX_g. \quad (2.15)$$

Em que,

R_g – parte real da impedância do gerador; e

X_g – parte imaginária da impedância do gerador.

Considerando a equação da impedância de entrada da antena similar a do gerador tem-se a impedância característica da antena como a definida na Equação (2.16) (BALANIS, 1997).

$$Z_a = R_a + jX_a. \quad (2.16)$$

Em que,

jX_a – parte imaginária da impedância de entrada da antena; e

R_a – parte real da impedância de entrada da antena é composta como mostrado na Equação (2.17) (BALANIS, 1997).

$$R_a = R_r + R_l \quad (2.17)$$

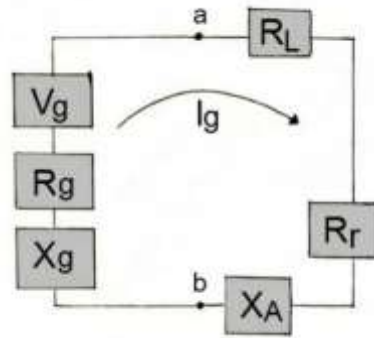
Em que,

R_r – resistência característica de irradiação; e

R_l – resistência característica de perda pelo efeito *Joule*.

A Figura 2.5 ilustra o circuito com os conceitos de impedância do gerador e a da antena transmissora.

Figura 2.5 – Circuito de *Thevenin* da antena transmissora.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 1997).

A Equação (2.18) é o cálculo da corrente de malha, com sua magnitude é possível obter a resistência em cada elemento utilizando da lei de Ohm (BALANIS, 1997).

$$I_g = \frac{V_g}{Z_g + Z_a} = \frac{V_g}{(R_g + R_l + R_r) + j(X_g + X_a)} \quad (2.18)$$

De posse da corrente aplica-se a Equação (2.19) para encontrar a potência (BALANIS, 1997).

$$P = \frac{1}{2} |I_g|^2 R \quad (2.19)$$

Em cada elemento resistivo tem-se a potência dissipada determinada pelas Equações (2.20), (2.21) e (2.22) (BALANIS, 1997).

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{(R_g + R_l + R_r)^2 + (X_g + X_a)^2} \right] \quad (2.20)$$

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{(R_g + R_l + R_r)^2 + (X_g + X_a)^2} \right] \quad (2.21)$$

$$P_l = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_l}{(R_g + R_l + R_r)^2 + (X_g + X_a)^2} \right] \quad (2.22)$$

A máxima potência de cada circuito é entregue quando há o casamento de impedância entre a fonte, a linha de transmissão e a antena. Na configuração de uma antena em modo de transmissão tem-se que não existe linha de transmissão, ou seja, uma conexão direta entre o gerador e a antena. O casamento de impedância acontece quando a impedância da fonte é igual a da antena como definido nas Equações (2.23) e (2.24) (BALANIS, 1997).

$$R_g = R_r + R_l \quad (2.33)$$

$$X_a = -X_g \quad (2.24)$$

Assim, reescrevendo as Equações (2.20), (2.21) e (2.22) tem-se as Equações (2.25), (2.26) e (2.27) (BALANIS, 1997).

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_l + R_r)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_l + R_r)^2} \right] \quad (2.25)$$

$$P_l = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_l}{(R_l + R_r)^2} \right] \quad (2.26)$$

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_g}{(R_l + R_r)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{1}{(R_l + R_r)} \right] = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \quad (2.27)$$

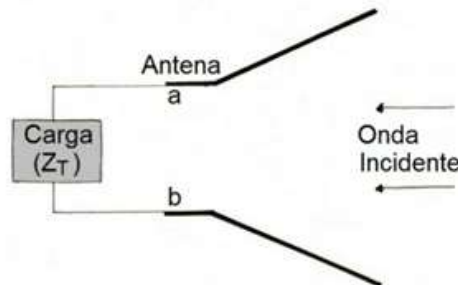
Consequentemente, a Equação (2.28) mostra a potência fornecida pelo gerador utilizando o casamento conjugado é (BALANIS, 1997).

$$P_s = \frac{V_g I_g^*}{2} = \frac{V_g}{2} \left[\frac{V_g^*}{2(R_l + R_r)} \right] = \frac{|V_g|^2}{4} \left[\frac{1}{(R_l + R_r)} \right] \quad (2.28)$$

Na Equação (2.28) observa-se que apenas metade da potência é entregue a antena para este caso de casamento conjugado, sendo a outra metade dissipada na resistência do gerador R_g . A outra metade da potência fica dividida entre R_r e R_l , para o caso ideal $R_l = 0$, ou seja, metade da potência é transmitida e a outra metade é dissipada em R_g (BALANIS, 1997).

Quando a antena está em modo de recepção, a análise é semelhante. A Figura 2.6 ilustra a onda incidente na antena transmitida à carga Z_T .

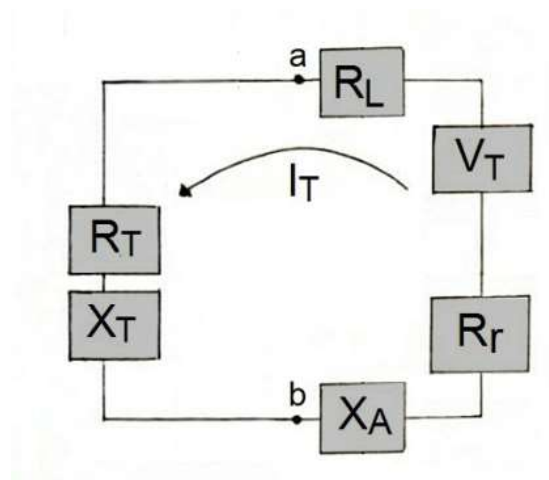
Figura 2.6 - Antena receptora ligada à carga.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 1997).

A Figura 2.7 ilustra o circuito com os conceitos de impedância do gerador e a da antena receptora.

Figura 2.7 – Circuito de *Thevenin* da antena receptora.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 1997).

A potência entregue à resistência R_r é definida como potência espalhada e é mostrada na Equação (2.29) (BALANIS, 1997).

$$P_r = \frac{|V_t|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_l + R_r)^2} \right] = \frac{|V_t|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_l + R_r)^2} \right]. \quad (2.29)$$

Em que,

R_l – resistência relacionada às perdas por efeito Joule;

V_t – tensão induzida nos terminais da antena; e

R_r – resistência de radiação no modo de recepção.

Considerando que o sistema de recepção atende ao requisito do casamento conjugado, a potência total entregue a carga é mostrada na Equação (2.30) (BALANIS, 1997).

$$P_c = \frac{V_t I_t^*}{2} = \frac{V_t}{2} \left[\frac{V_t^*}{2(R_l + R_r)} \right] = \frac{|V_t|^2}{4} \left[\frac{1}{(R_l + R_r)} \right]. \quad (2.40)$$

Observe que apenas metade da potência é recebida pela antena e a outra metade é espalhada em R_r e perdida em R_l na forma de calor.

No caso com casamento conjugado tanto na transmissão quanto na recepção, e que as linhas tem perda igual à zero, somente um quarto da potência gerada chega à carga final. Metade da potência é perdida no momento da geração e a outra metade é perdida nos elementos resistivos da antena na recepção (BALANIS, 1997).

2.8 PERDA POR RETORNO

Nas antenas é comum utilizar os parâmetros de desempenho de perda por retorno (S_{11}) e o coeficiente de reflexão (Γ) mostrado na Equação (2.31) (BALANIS, 1997).

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (2.315)$$

O valor do coeficiente de reflexão varia entre -1 , 0 e 1 .

- $\Gamma = 0$ – a energia incidente é entregue a carga;
- $\Gamma = 1$ – a energia entregue está em fase coma a energia refletida;
- $\Gamma = -1$ – a onda incidente é defasada de 180° da onda refletida.

Com o valor do coeficiente de reflexão determina-se a VSWR mostrada na Equação (2.32) (BALANIS, 1997).

$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.62)$$

Quando VSWR é igual a unidade tem-se o valor do coeficiente de onda estacionária $-\infty$, pior valor. Para a aplicação, tratada neste trabalho, é essencialmente que seja menor que 2, aproximando de 1.

A perda por retorno definida como a divisão da potência refletida pela potência incidente pode ser escrita em escala logarítmica como mostrado na Equação (2.33) e o seu valor ideal deverá tender a $-\infty$, sendo um sistemas idealmente casados (OLIVEIRA PEDRA, 2010).

$$L_{ret} = -20 \log \left| \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \right| = -20 \log |\Gamma| \quad (2.73)$$

O fator de qualidade (Q), mostrado na Equação (2.34), é calculado pela razão da energia armazenada pela energia perdida

$$Q = \frac{\text{Energia armazenada}}{\text{Energia perdida}} \quad (2.84)$$

O fator de qualidade definido na Equação (2.34) é associado à largura de banda máxima como mostrado na Equação (2.35).

$$B_{max} = \frac{\pi}{Q \ln \left(\frac{1}{\Gamma} \right)} \quad (2.35)$$

Observe que a largura de banda máxima é inversamente proporcional ao fator de qualidade, ou seja, a largura de banda será estreita quando o fator de qualidade for alto (POZAR, 1998).

3 MODELAGEM DE ANTENA *PATCH* DE MICROSTRIP

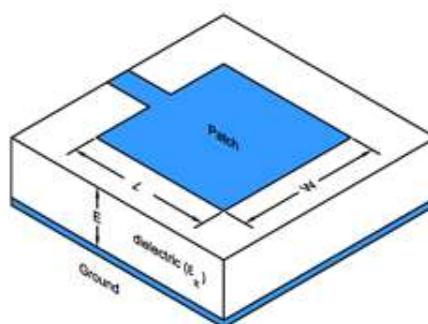
3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os conceitos fundamentais de uma antena *patch* de microfitas e a sua parametrização de acordo com os cálculos apresentados no capítulo 14 (BALANIS, 1997), capítulo 22 (RIBEIRO, 2012) e capítulo 11 (STUTZMAN; THIELE, 2017). Como o objetivo é obter os melhores resultados em relação à largura de banda de uma antena em formato E, os resultados obtidos da parametrização de uma antena *patch* retangular simples são utilizados como ponto de partida inicial no projeto da antena E de banda larga (PEDRA, 2010).

3.2 ANTENAS *PATCH*

As antenas do tipo *patch* apresentam vantagens como tamanho físico e preço reduzido, facilidade de fabricação e integração com circuitos integrados. Porém ela apresenta algumas desvantagens que podem comprometer seu uso em projeto de antenas de microfitas, o seu ganho é de 5 a 6 *dBi* e a sua largura de banda é estreita. Essas antenas começaram a ser utilizadas em 1953, mas em 1970 ela passou a ser estudada e empregada em diversas áreas da comunicação: *wireless*, espacial, mísseis teleguiado (DESCHAMPS, 1953). A Figura 3.1 ilustra uma plaqueta (*patch*), elemento irradiador, separado por uma camada de material isolante de um plano de terra.

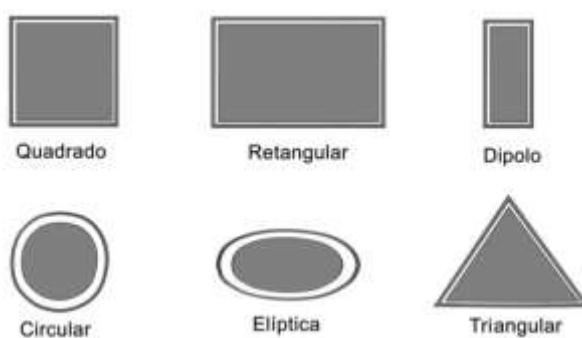
Figura 3.1 - Composição de uma antena *patch*.



Fonte: O autor.

Segundo (BALANIS, 1997), o material isolante deve apresentar constante dielétrica no intervalo de $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ para este tipo de antena. O plano de terra é um refletor de ondas eletromagnéticas que direciona a energia transmitida pela antena em direção ao plano de interesse, plaqueta. Ela pode ser apresentada em diversas geometrias como ilustrado na Figura 3.2

Figura 3.2 - Geometrias comuns para o elemento irradiador.

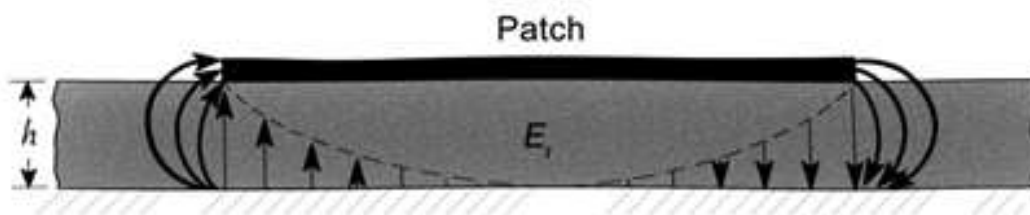


Fonte: Adaptado de (HAROLDO, 2011).

3.2.1 Princípio de Funcionamento

O funcionamento será explicado tomando por base uma plaqueta retangular. Ao excitar a antena com um campo elétrico haverá, tanto na plaqueta quanto no plano de terra, densidade de corrente elétrica. Essa densidade circula na parte superior e inferior da plaqueta e os movimentos de cargas criam um campo entre as duas placas condutoras. Quando essas cargas em movimento encontram-se nas extremidades, elas sofrem uma desaceleração e sua densidade aumenta substancialmente nesses pontos (BALANIS, 1997). Considerando que a direção da corrente seja igual à apontada pelas setas do campo elétrico ilustrado na Figura 3.3 tem-se a corrente na direção das linhas de campo E.

Figura 3.3 - Densidade de linhas de campo em uma antena com plaqueta retangular.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 1997).

As dimensões físicas do plano de terra devem ser maiores que as dimensões da plaqueta, no mínimo $0.25\lambda_0$, para que as linhas de campo elétrico sejam em forma de franjas possibilitando a propagação de ondas eletromagnéticas (PEDRA, 2010). As franjas são em função de L/h e da constante dielétrica do substrato ϵ_r . Em (BALANIS, 1997) na condição $L/h \gg 1$ e $\epsilon_r \gg 1$ observa-se que a maior parte do campo elétrico ficará no substrato dielétrico diminuindo o tamanho das franjas. Consequentemente, a potência irradiada e a largura de banda diminuirão e o fator de qualidade Q aumentará (KUMAR, 2003).

Observe que as ondas elétricas propagam-se em dois meios, dielétrico e o ar, devido à aparição de franjas na borda. Assim, tem-se a constante dielétrica efetiva ($1 < \epsilon_{ff} < \epsilon_r$) que representará a constante dielétrica intermediária entre o ar e substrato dielétrico (BALANIS, 1997).

3.2.2 Alimentação

A corrente de excitação da antena pode ser acoplada por contato físico ou por um processo de indução. Existem técnicas que utilizam cabo coaxial e linha de microfita ou acoplamento por intermédio de uma fenda e um guia de onda construído no plano de terra (FELICIANO, 2016).

3.2.2.1 Linha de Microfita

A Figura 3.4 ilustra a alimentação feita por linha de microfita no mesmo plano do elemento irradiador.

Figura 3.4 - Antena com alimentação de linha de microfita no mesmo plano do elemento irradiador



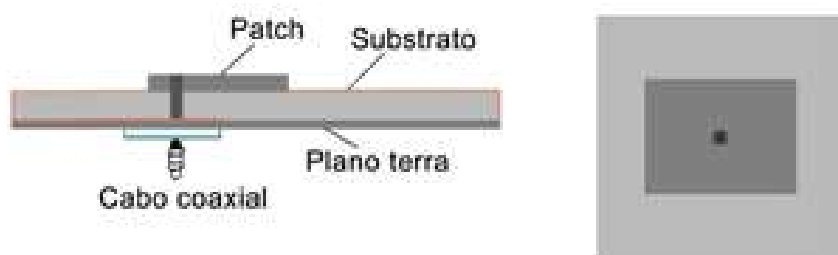
Fonte: O autor.

Nesta alimentação, têm-se a possibilidade do elemento irradiador ser uma extensão da linha de microfita, e ambos são fabricados simultaneamente, segundo o mesmo procedimento (FELICIANO, 2016). Isto garante o melhor casamento de impedância apenas com o controle da largura da linha, mas aumentar excessivamente o substrato pode causar aumento de ondas de superfície. Sua largura de banda varia entre 3% a 5% (BALANIS, 1997)

3.2.2.2 Cabo coaxial

A Figura 3.5 ilustra a alimentação feita por cabo coaxial.

Figura 3.5 - Antena com alimentação por cabo coaxial.



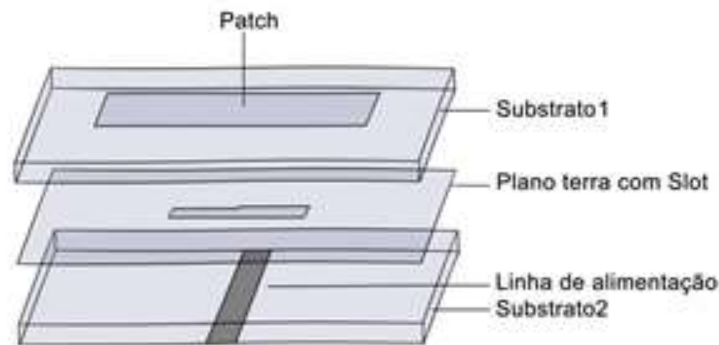
Fonte: Adaptado de (HAROLDO, 2011).

Neste tipo de alimentação faz-se um pequeno orifício no substrato para que o condutor central do cabo seja soldado ao elemento irradiador e sua malha externa fixada ao plano terra. A localização do ponto de fixação segue critérios que garantam que nesse ponto a impedância resultante aproxime-se da impedância característica do cabo coaxial (FELICIANO, 2016). Uma vantagem de se utilizar esse tipo de alimentação é que ela diminui radiações indesejadas (HAROLDO, 2011).

3.2.2.3 Acoplamento por abertura

A Figura 3.6 ilustra a alimentação utilizando acoplamento por abertura em que a fita de alimentação localiza-se no segundo substrato acrescentado abaixo do plano de terra. Esse isola a alimentação do substrato confeccionado em material dielétrico com baixa radiação indesejada e constante dielétrica com valores inferiores. Este tipo de alimentação possui modelagem fácil, largura de banda estreita e, radiações indesejadas leves e médias (HAROLDO, 2011).

Figura 3.6 - Antena com alimentação utilizando acoplamento por abertura.

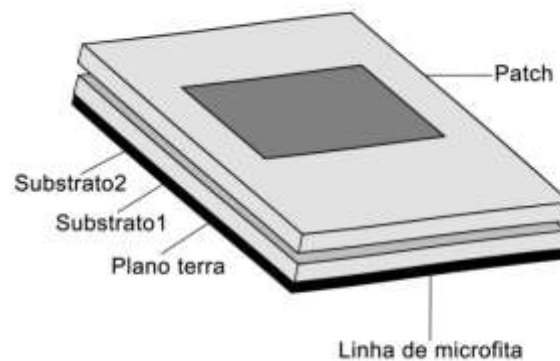


Fonte: Adaptado de (HAROLDO, 2011).

3.2.2.4 Acoplamento direto

Neste caso, o plano de terra localiza-se abaixo do substrato 2 que pode ser diferente do substrato 1, mas eles devem estar alinhados. A linha de alimentação localiza-se entre os dois substratos, mas ela é impressa na superfície do substrato 2, inferior. Com este método de alimentação tem-se o aumento da largura de banda e baixa radiação indesejada (HAROLDO, 2011) como pode ser observado na figura abaixo.

Figura 3.7 - Antena com alimentação utilizando acoplamento direto.



Fonte: Adaptado de (HAROLDO, 2011).

3.3 MODELAGEM E PARAMETRIZAÇÃO

Os métodos de modelagem de antena *patch* são divididos em (HAROLDO, 2011).

- **Métodos de onda completa:** são melhores em relação à precisão dos resultados. Alguns destes são o método dos momentos (MoM), o método dos elementos finitos

e o FDTD, que utiliza de equações diferenciais no tempo e transformada de *Fourier*.

- **Métodos aproximados:** utilizam cálculos algébricos básicos, sem considerar o conhecimento eletromagnético. É fundamentado na corrente magnética ao redor da borda do campo e nas altas frequências torna-se um método menos preciso. Os métodos aproximados são por linhas de transmissão e por cavidade.

✓ *Método por linhas de transmissão:* utiliza equações algébricas básicas para sua parametrização e alguns fatores qualitativos devem ser respeitados para que o projeto alcance os resultados desejados.

✓ *Método por cavidade:* utiliza noções de eletromagnetismo, cálculo vetorial, cálculo diferencial e integral para alcançar maior precisão.

O método de modelagem aproximado inicia-se com a escolha da frequência de operação da antena para o cálculo do comprimento de onda no espaço livre mostrado na Equação (3.1).

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (3.1)$$

Em que,

c – velocidade da luz no vácuo; e

f – frequência de operação da antena.

Em seguida, os materiais, constantes dielétricas ϵ_r , são escolhidos e o valor do parâmetro h . Com esses valores calcula-se, a seguir, a constante dielétrica efetiva ϵ_{ff} e o valor do maior comprimento do *patch* W .

Para a condição $W/h > 1$, o cálculo da constante dielétrica efetiva é mostrado na Equação (3.2) (BALANIS, 1997).

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

Quanto maior a frequência mais ϵ_{ff} se aproxima de ϵ_r e o cálculo do maior comprimento da antena *patch* W é mostrado na Equação (3.3) (BALANIS, 1997).

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.3)$$

Em que, f_r é a frequência de ressonância de operação.

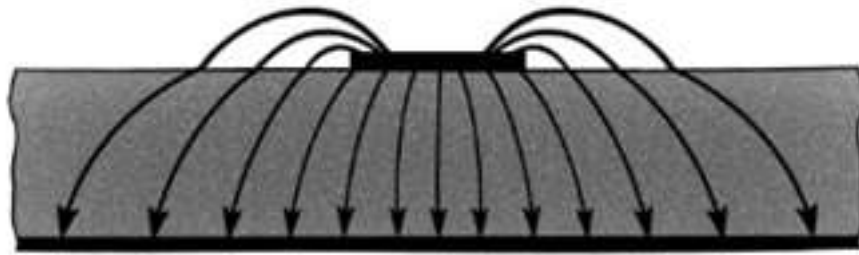
A outra dimensão da antena (L) representa o valor total real da menor dimensão. Considera-se que o campo elétrico na borda cria franjas e, elas dão a impressão de que o valor desse parâmetro é maior do que o real. Quando se aplica a fórmula, obtém-se o tamanho total virtual e não o real. Portanto, outra fórmula deve ser aplicada para encontrar a diferença que foi acrescentada devido ao efeito das franjas (ΔL) ilustrado na Figura 3.8.

Portanto, o tamanho real total L é encontrado subtraindo o ΔL do comprimento virtual total L_{eff} determinado na Equação (3.3) (BALANIS, 1997).

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (3.4)$$

Observe que o fator ΔL é multiplicado por dois porque as franjas estão nos dois extremos da placa.

Figura 3.8 - Franjas saindo de campo elétrico saindo da antena *patch* da microfita.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 1997).

O comprimento virtual total e o efeito das franjas são mostrados nas Equações (3.5) e (3.5), respectivamente (BALANIS, 1997) (KUMAR, 2003).

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ff}}} \quad (3.5)$$

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \left[\frac{(\epsilon_{ff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \right] \quad (3.6)$$

Até esse ponto foi apresentado a teoria descrita em (BALANIS, 1997) para *patch* simples. A partir desse ponto a teoria descrita por Antônio Oliveira Pedra (PEDRA, 2010) foi utilizada. Nessa teoria a posição de L é trocada com a de W e vice-versa. Então o cálculo da equação (3.6) calculou-se ΔW em vez de ΔL , em suma houve uma troca dos nomes dos parâmetros de uma teoria para outra. Para que se tenha pouca perda por reflexão, ou seja, uma boa resposta de S_{11} é necessário que $1 < L/W < 2$, podendo ser utilizado o critério $L =$

1,5W. Para a utilização do cabo coaxial, a alimentação deve ficar no meio da placa considerando a direção horizontal, $L/2$ e em $W/6$ na direção vertical onde começam as fendas.

A inserção de fendas na *patch* é utilizada para criar uma nova frequência de ressonância com o objetivo de aumentar a largura de banda da antena parametrizada pelas fórmulas demonstradas anteriormente.

Para antena de microfita de banda larga no formato E há três métodos para aumentar sua largura de banda, sendo:

- O método do casamento de impedância: este inclui elementos para melhorar o casamento de impedância da antena com elemento condutor;
- O método de perdas: utilizar-se de elementos para causar perdas também aumenta a largura de banda. Essas perdas têm como consequência a diminuição na eficiência de radiação (POZAR,1985);
- Método de múltiplas ressonância: esse método utiliza-se da técnica que inclui várias ressonâncias, de forma que estas fiquem mais próximas possíveis e suas bandas sejam somadas em uma única largura de banda maior (PEDRA,2010).

O projeto de uma antena no formato E parte do princípio básico da construção de uma antena *patch* simples, como descrito em (BALLANIS,1997). As antenas E tem uma resposta de perda de retorno (L) menor do que -10 dB. O próximo passo é o projeto da antena E de banda larga descrita em (PEDRA, 2010). Para se obter uma boa resposta basta seguir alguns critérios, a condição P_s/W_s próximo a 1,5, dado que P_s é a distância do meio do maior comprimento. De acordo com (PEDRA, 2010), as outras considerações são a largura da fenda 5% maior que o comprimento da antena *patch* e o comprimento da fenda 80% menor que o tamanho real total comprimento, Equações (3.6) e (3.7), respectivamente.

$$W_s = 0,05 L \quad (3.7)$$

$$L_s = 0,8 W \quad (3.8)$$

W_s – largura da fenda; e

L_s – comprimento da fenda.

Nas considerações preliminares escolheu-se a frequência de ressonância superior mostrada na Equação (3.8) (OLIVEIRA PEDRA, 2010).

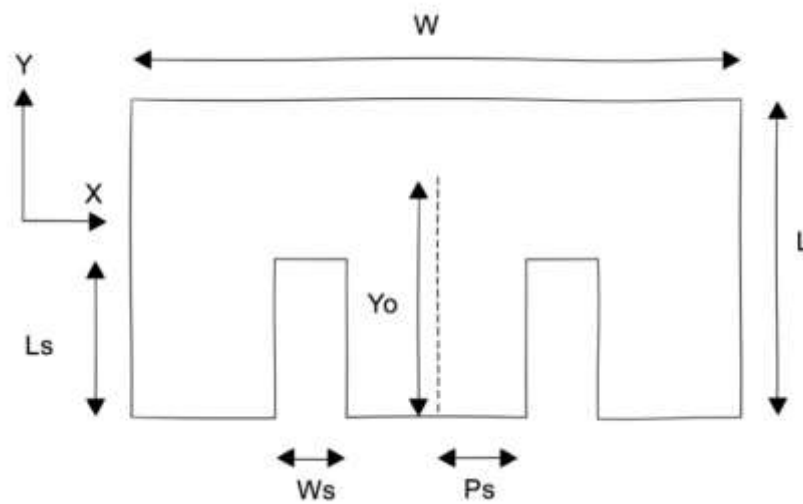
$$f_h = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{ff}}}(W + 1,5\Delta W) \quad (3.9)$$

Mas o projetista pode utilizar a frequência de ressonância inferior mostrada na Equação (3.9) (OLIVEIRA PEDRA, 2010).

$$f_l = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{ff}}}(2L_s + W_s - \Delta W - 0,15W) \quad (3.10)$$

A Figura 3.9 ilustra antena *patch* em formato *E* simulada nesse trabalho.

Figura 3.9 - Modelo da antena de dupla fenda E utilizada no projeto.



Fonte: Adaptado de (Pedra, 2010).

4 MATERIAIS E MÉTODOS

4.1 SIMULADOR

Existem diversos simuladores para desenvolver o estudo de uma antena *patch*, dentre eles alguns são o *Ansoft HFSS*, *EZNEC Antena Software* e *CST Studio Suite*. Neste trabalho, a análise foi feita utilizando o último *software*. O *CST Studio* é um simulador de sistemas eletromagnéticos, sua versão acadêmica obtida diretamente do site dos fornecedores é gratuita. Nesta versão há algumas limitações, mas o estudante tem uma ideia do funcionamento de um programa utilizado no mercado de trabalho. Algumas ferramentas que compõem o CST são apresentadas a seguir (CST, 2017):

Figura 4.1 – Logotipo do simulador CST.



Fonte: (CST, 2017).

- **CST Microwave Studio (MWS):** para dispositivos em alta frequência;
- **CST EM Studio (EMS):** para dispositivos em baixa frequência, como transformadores e sensores;
- **CST Particle Studio (CST PS):** para simular comportamento de partículas carregadas em movimento;
- **CST Cable Studio (CST CS):** para analisar integridade do sinal, radiação e suscetibilidade eletromagnética do sinal em grandes sistemas elétricos;
- **CST PCB Studio (CST PCBS):** Similar ao anterior que verifica a integridade do sinal, mas é utilizado para placas de circuito impresso;
- **CST MPhysics Studio (MPS):** Ferramenta utilizada para analisar questões como variações térmicas e stress mecânico;
- **CST Design Studio (CST DS):** Ferramenta que permite a análise e desenvolvimento de sistemas eletromagnéticos em geral.

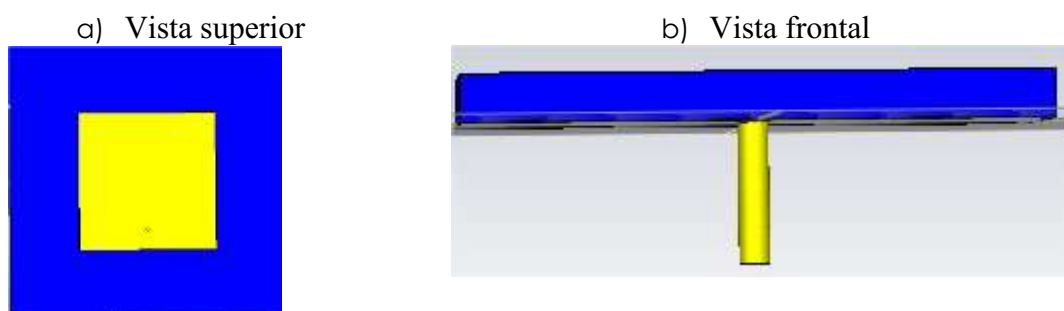
A ferramenta utilizada foi CST MWS, para a análise da antena para a faixa de frequência calculada.

4.2 PARÂMETROS DA ANTENA *PATCH*

A frequência não pode ser muito alta, devido ao fato de que o método, por ser aproximado, não operará de forma adequada convergindo para os resultados esperados. Então, para esse experimento escolheu-se uma frequência de 2,5 GHz. Antenas de microfita geralmente são utilizadas em dispositivos móveis com frequências variando entre 800MHz até 2,5GHz, *bluetooth* trabalha com frequências entre 2400-2500MHz. Resolvendo a Equação (3.1) tem-se que o comprimento de onda resultante é de 0,12 metros. O valor do comprimento de onda influencia na largura do substrato que deve ser menor que $0,1 \lambda_0$ (GARG, 2001). Portanto, para uma largura máxima de substrato calculado de 0,012 metros nas simulações serão utilizados os valores de 8 e 10 milímetros, isso porque substratos com valor entre $0,08\lambda_0$ até $0,1 \lambda_0$ garantem casamento de impedância dentro da banda utilizada, devendo ser observado o fato que próximo do limiar superior poderá haver perdas de casamento nas frequências superiores (PEDRA, 2010). Outro fato importante a ser considerado é a diminuição de eficiência de irradiação quando se eleva muito h , devido ao fato que seu valor depende também do comprimento de onda (SAINATI, 2016). Para altos valores de h , sem que haja perda na eficiência de irradiação e casamento de impedância, maior será a potência irradiada e resultados melhores da largura de banda serão obtidos. O aumento da largura do substrato aumenta as ondas de superfície e deixa a impedância de entrada mais indutiva por causa do aumento do cabo de alimentação. Os dielétricos escolhidos foram o hexafluoreto de enxofre ($\epsilon_r = 1,0021 [F/m]$) e o teflônio – TLP ($\epsilon_r = 2,2 [F/m]$). Sabe-se que a impedância de entrada varia com a frequência e, portanto ela será o fator principal para iniciar qualquer projeto. Associada a impedância de entrada estão os parâmetros de análise, coeficiente de reflexão Γ e VSWR.

A primeira antena simulada é a *patch* simples ilustrada na Figura 4.2.

Figura 4.2 - Antena *patch* simples com alimentação por cabo coaxial.



Fonte: O autor

Na Tabela 4.1 são apresentados os parâmetros para a antena *Patch* simples de material dielétrico tacônico com constante dielétrica $\epsilon_r = 2,2$ [F/m] determinados utilizando as equações descritas em (BALANIS, 1997) e (PEDRA, 2010) apresentadas, neste trabalho, no Capítulo 3.

Tabela 4.1 – Parâmetros da antena *Patch* simples de tacônico.

Parâmetro	Valor	Valor
Constante dielétrica	$\epsilon_r = 2,2$	$\epsilon_r = 2,2$
Largura do substrato (h)	8 mm	10 mm
Comprimento da antena <i>patch</i> (W)	47,43 mm	47,43 mm
Constante dielétrica efetiva (ϵ_{ff})	1,9457 [F/m]	1,9193 [F/m]
Comprimento real total (L)	71,15 mm	71,15 mm
Alimentação cabo coaxial ($W/2$ e 0,15)	23,72 mm	23,72 mm

Fonte: O autor.

Na Tabela 4.2 são apresentados os parâmetros para a antena *Patch* simples de material dielétrico gás hexafluoreto de enxofre (SF_6) com constante dielétrica $\epsilon_r = 1,0021$ [F/m] determinados utilizando as equações descritas em (BALANIS, 1997) e apresentadas, neste trabalho, no Capítulo 3.

Tabela 4.2 – Parâmetros da antena *Patch* simples de gás hexafluoreto de enxofre.

Parâmetro	Valor	Valor
Constante dielétrica	$\epsilon_r = 1,0021$	$\epsilon_r = 1,0021$
Largura do substrato (h)	8 mm	10 mm
Comprimento da antena <i>patch</i> (W)	59,97 mm	59,97 mm
Constante dielétrica efetiva (ϵ_{ff})	1,0017 [F/m]	1,0016 [F/m]
Comprimento real total (L)	89,96 mm	89,96 mm
Alimentação cabo coaxial ($W/2$ e 0,15)	29,99 mm	29,99 mm

Fonte: O autor.

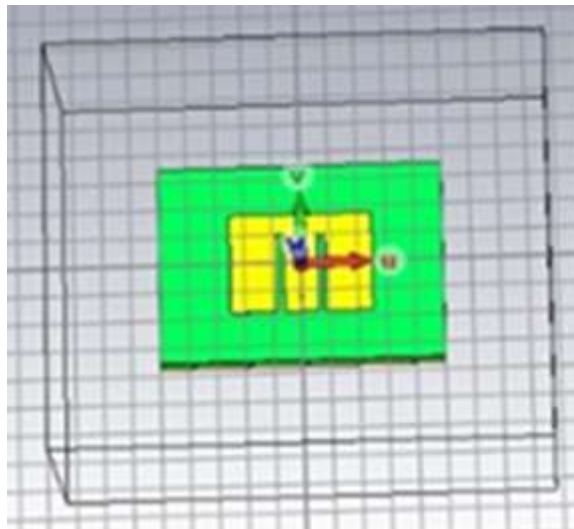
Para os resultados simulados das antenas criadas a partir do CST *Studio* foi utilizado alimentação por cabo coaxial.

4.3 PARÂMETROS DA ANTENA *PATCH* EM FORMATO E COM FENDAS

Recapitulando, o objetivo deste trabalho é aumentar a largura de banda de uma antena *patch* e, para isto, utilizou-se a inserção de fendas como ilustrado na Figura 4.3.

O equacionamento para a antena *patch* em formato E com fendas foi baseado na tese de (PEDRA, 2010).

Figura 4.3 – Antena *patch* em formato E.



Fonte: O autor.

A Tabela 4.3 apresenta os parâmetros para a antena *patch* em formato E com fendas e material dielétrico tacônico.

Tabela 4.3 – Parâmetros da antena *Patch* em formato E de tacônico.

Parâmetro	Valor	Valor
Constante dielétrica	$\epsilon_r = 2,2$	$\epsilon_r = 2,2$
Largura do substrato (h)	8 mm	10 mm
Largura da fenda (W_s)	2,37 mm	2,37 mm
Distância do meio (P_s)	5,34 mm	5,34 mm
Frequência ressonância superior (f_H)	2,005[GHz]	1,9726[GHz]
Frequência ressonância superior (f_L)	1,6230[GHz]	1,6576[GHz]
Comprimento da fenda (L_s)	37,92 mm	37,92 mm

Fonte: O autor.

E a Tabela 4.4 apresenta os parâmetros quando foi utilizado o material dielétrico gás hexafluoreto de enxofre (SF_6).

Tabela 4.4 – Parâmetros da antena *Patch* em formato E de gás hexafluoreto de enxofre.

Parâmetro	Valor	Valor
Constante dielétrica	$\varepsilon_r = 1,0021$	$\varepsilon_r = 1,0021$
Largura do substrato (h)	8 mm	10 mm
Largura da fenda (W_s)	4,497 mm	4,497 mm
Distância do meio (P_s)	6,735 mm	6,735 mm
Frequência ressonância superior (f_H) (Calculado)	2,1958[GHz]	2,144[GHz]
Frequência ressonância superior (f_H) (Simulado)	Não se aplica	2,1432[GHz]
Frequência ressonância superior (f_L) (Calculado)	1,7211[GHz]	1,7431[GHz]
Frequência ressonância superior (f_L) (Simulado)	1,8883[GHz]	1,8028[GHz]
Comprimento da fenda (L_s)	47,98 mm	47,98 mm

Fonte: O autor.

4.4 MÉTODO DE MÚLTIPLA RESSONÂNCIA

Neste trabalho foi utilizado somente o método de múltipla ressonância para largura de banda e o método sistematizado para projetar as dimensões do elemento irradiador descrito em (PEDRA, 2010).

O método de múltipla ressonância consiste em agrupar várias ressonâncias perto para obter uma largura de banda maior. No caso da antena E utiliza-se dupla ressonância: primeira adquirida no projeto de uma antena *patch* simples no modo TM_{01} e a segunda com o acréscimo das fendas no elemento irradiado *patch* simples. Uma característica importante para este tipo de método é que a largura de banda é diretamente proporcional ao volume da antena (MCLEAN, 1996). O elemento irradiador deve estar em $W/6$ e $L/2$.

5 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

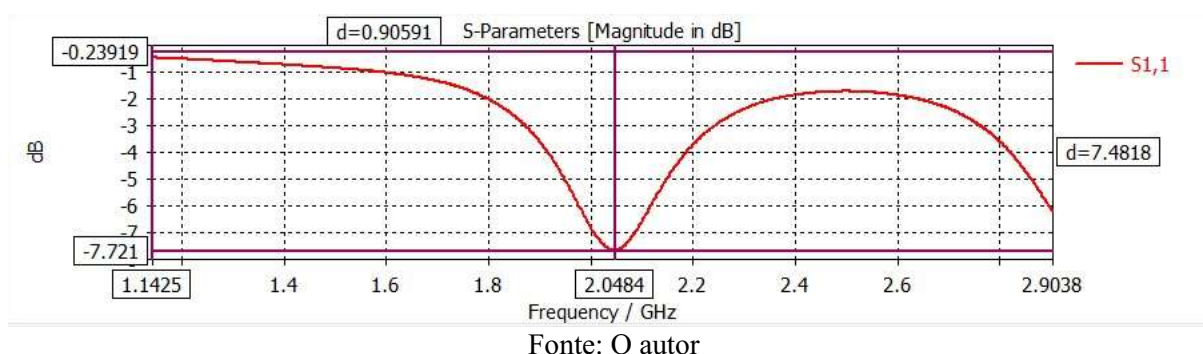
5.1 ANTENA PACTH SIMPLES

Os primeiros experimentos são da antena *patch* simples com dois tipos diferentes de substratos.

5.1.1 Substrato de hexafluoreto de enxofre

A Figura 5.1 ilustra o gráfico da perda por retorno. Por meio desse gráfico é possível determinar a largura de banda de uma antena. Na parte mais baixa do gráfico tem-se a frequência de ressonância, a maior parte da potência é resistiva nesse ponto, não ficando quase nada armazenada em campos reativos e sendo mais bem aproveitada para transmissão. A faixa de valores abaixo de -10 dB são as frequências úteis para se determinar a largura de banda. Como não há frequência nessa faixa de valores não há largura banda útil. Em outras aplicações que se exige uma perda por retorno menor talvez este tipo de antena possa ser utilizada.

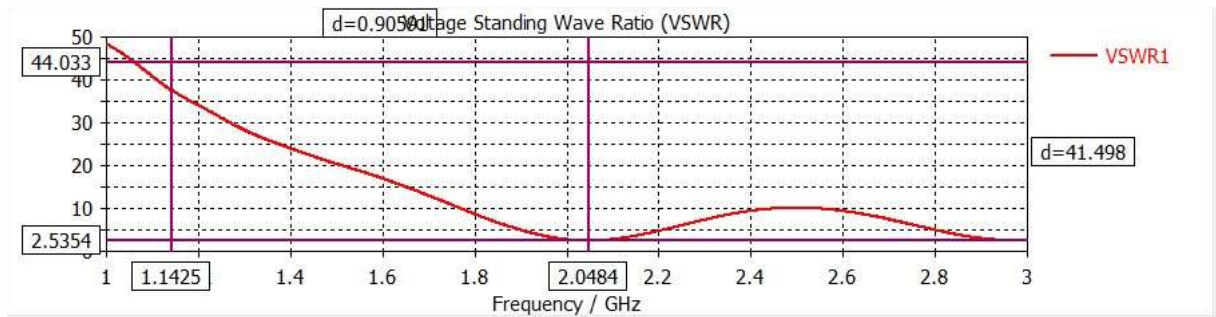
Figura 5.1 - Perda por retorno da *patch* simples com substrato SF6 e $h = 10$ mm.



A Figura 5.2 ilustra o gráfico do coeficiente de onda estacionária. Observe que o coeficiente de onda estacionária está próximo do valor crítico em projeto, sendo esse valor menor ou igual a 2. Valores ideais aproximam-se muito do resultado 1 para esse parâmetro.

Os dois parâmetros avaliados estão dentro dos valores permitidos para a execução do projeto de uma antena *patch* simples com substrato de hexafluoreto de enxofre.

Figura 5.2 - Coeficiente de onda estacionária da *patch* simples com substrato SF6 e $h = 10\text{mm}$.



Fonte: O autor

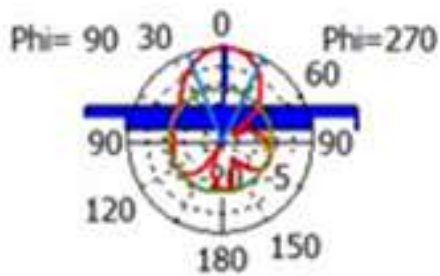
A Figura 5.3 ilustra os diagramas de irradiação 2D e 3D da antena *patch* simples. A magnitude do lóbulo principal é de apenas 4,83 dBi, o ângulo de meia potência igual $46,3^\circ$ e os lóbulos secundários com magnitude -10,9 dBi. Segundo a literatura, o ângulo de meia potência deveria ficar entre 70 e 90 graus para antenas móveis. Algumas aplicações exigem que os lóbulos secundários tenham valores de -20 dBi ou menor. A diretividade é 7,921 dBi

Figura 5.3 - Diagrama de irradiação da *patch* simples com substrato SF6 e $h = 10\text{mm}$.

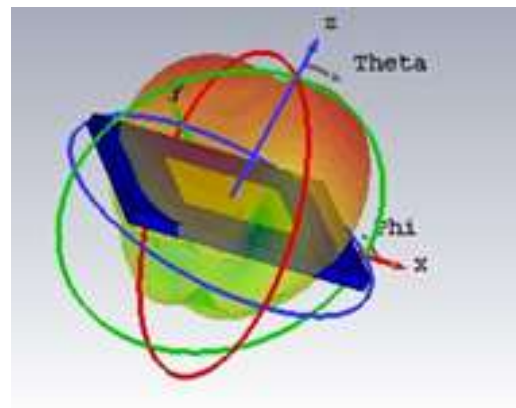
α) Diagrama de irradiação 2 D.

α) Diagrama de irradiação 3 D.

Farfield Directivity Abs (Phi=90)



Theta / Degree vs. dBi

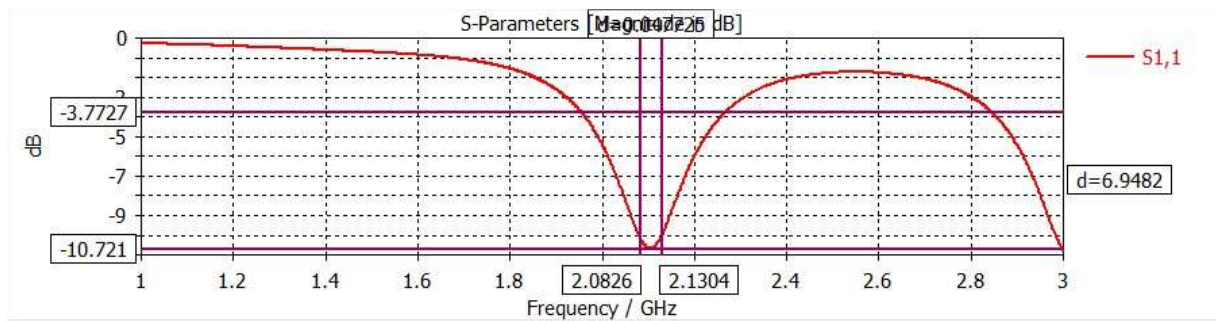


Fonte: O autor

O baixo valor da magnitude do lóbulo principal era esperado porque o valor da constante dielétrica desse material não está de acordo com o apresentado em (BALANIS,1997). Sua constante dielétrica $\epsilon_r = 1.00213[F/m]$ está muito próximo a unidade, seu valor deveria ficar entre 2,5 e 12.

A Figura 5.4 ilustra o gráfico da perda por retorno. O valor da frequência de ressonância está ainda mais próximo da utilizada no projeto de 2,5 GHz. Observe que a largura de banda é medida por $B_2 - B_1$, onde B_2 é onde a linha de medida vertical que intercepta o gráfico na região de perda de -10 dB na frequência maior e B_1 na frequência menor, assim tem-se aproximadamente 47,8 MHz de largura de banda.

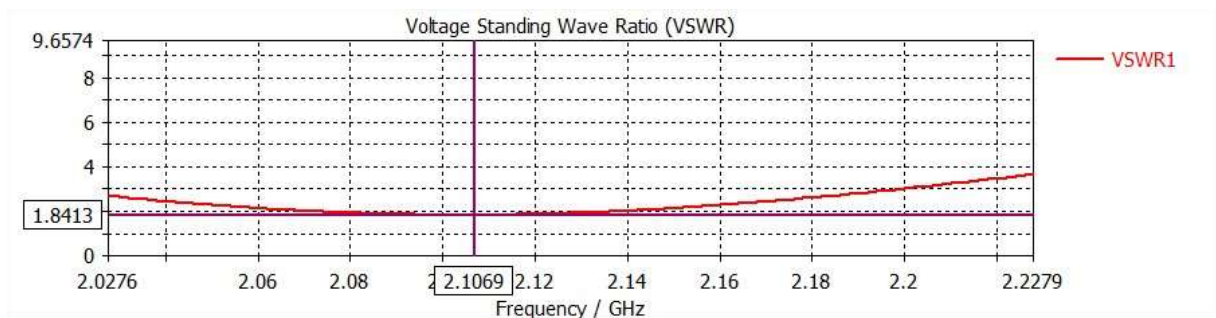
Figura 5.4 - Perda por retorno da *patch* simples com substrato SF6 e $h = 8$ mm



Fonte: o autor.

A Figura 5.2 ilustra o gráfico do coeficiente de onda estacionária. Observe que o VSWR é menor que 2, estando dentro da faixa aceitável para essa antena sendo seu valor igual a 1,8413.

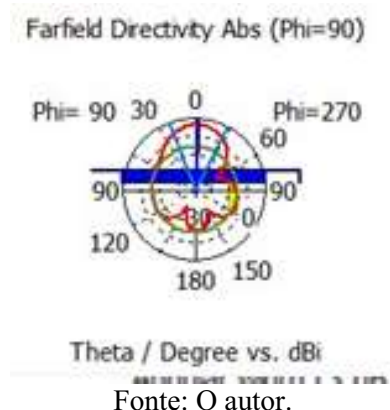
Figura 5.5 - Coeficiente de onda estacionária da *patch* simples com substrato SF6 e $h = 8$ mm.



Fonte: O autor

A Figura 5.6 ilustra o diagrama de irradiação 2D. A magnitude de lóbulo principal é de 6,2 dBi, um pouco maior que a simulação anterior. O ângulo de meia potência é ainda próximo e fora dos valores aceitáveis sendo de $47,7^\circ$. Os lóbulos secundários apresentaram uma perda um pouco menor do que a simulação com $h = 10$ mm. Quanto maior h melhor o valor da largura de banda, no entanto aumentar demais esse parâmetro pode causar uma diminuição na eficiência de radiação que possui limite dependente do comprimento de onda (SAINATI, 1996).

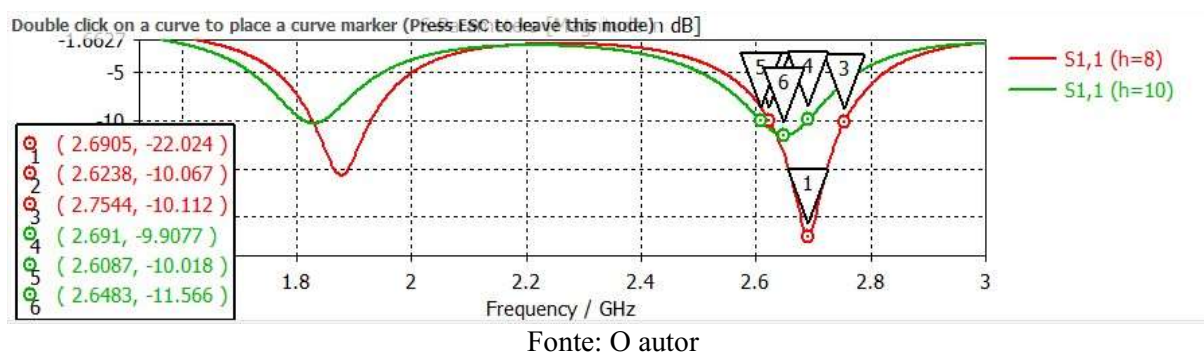
Figura 5.6 - Diagrama de irradiação 2D da *patch* simples com substrato SF6 e $h = 8$ mm.



5.1.2 Substrato de Tacônico

O experimento com tacônico TLP 5 foi realizado com dois valores diferentes de h , 8mm e 10 mm. A Figura 5.7 ilustra os resultados obtidos para a perda por retorno da antena *patch* simples com substrato tacônico TLP 5 e os valores de h de 8 e 10mm. A curva vermelha é o resultado de S_{11} para $h = 8$ mm com perda de - 22,024 dB na frequência central de ressonância em 2,6905 GHz, ponto 1. A largura de banda é determinada subtraindo as frequências dos pontos 3 e 1 e, portanto, tem-se 130,6 MHz de largura de banda.

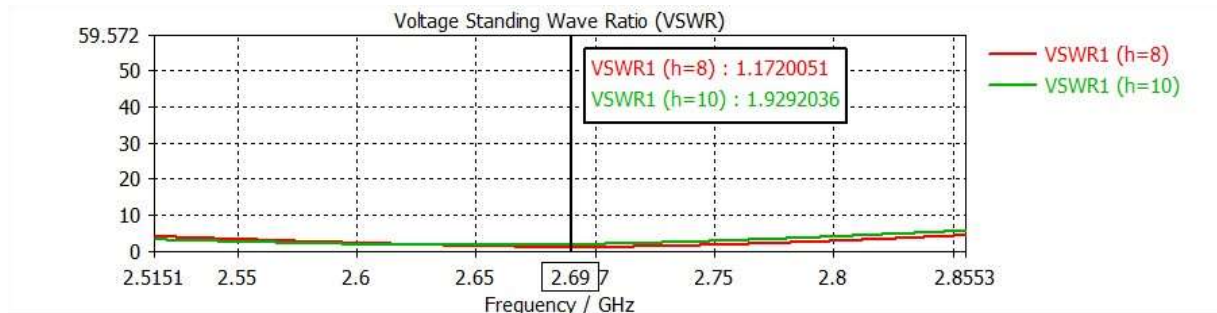
Figura 5.7 - Perda por retorno da *patch* simples com substrato tacônico TLP 5 e $h = 8$ e 10mm.



A curva verde é o resultado de S_{11} para $h = 10$ mm. Comparativamente, os resultados obtidos são piores em relação aos parâmetros de perda por retorno e largura de banda. Observe que a frequência de ressonância está mais próxima da escolhida no projeto, 2,5GHz. No ponto 6 tem-se a frequência central de 2,6483GHz e uma perda por retorno de -11,566 dB. Subtraindo os pontos 4 e 5 obtém-se uma largura de banda de 82,3 MHz.

A Figura 5.8 ilustra os resultados obtidos para o coeficiente de onda estacionária da antena *patch* simples com substrato tacônico TLP 5 e os valores de h igual a 8 e 10mm. Para os dois valores de h tem-se um VSWR abaixo de 2. Mas, observe que a curva referente ao $h = 8$ mm apresenta melhor resultado, mais próximo da unidade.

Figura 5.8 - Coeficiente de onda estacionária da *patch* simples com substrato tacônico TLP 5 e $h = 8$ e 10mm.

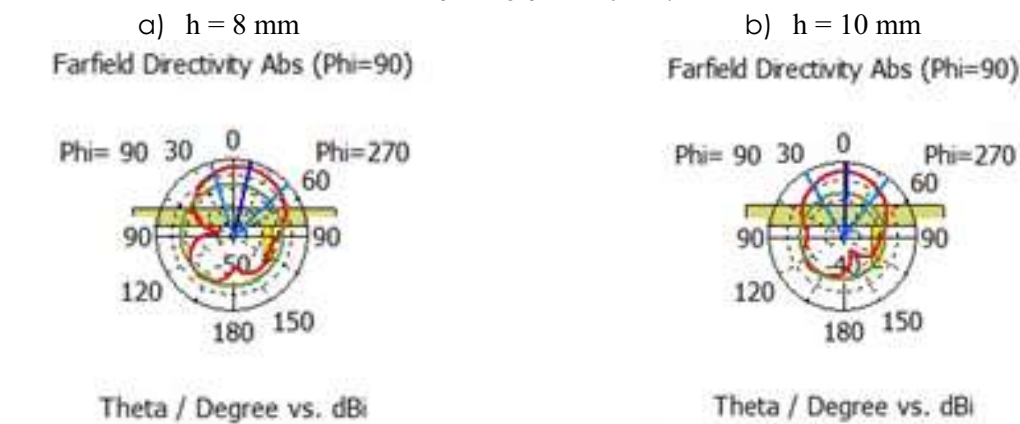


Fonte: O autor

A Figura 5.9 ilustra os diagramas de irradiação 2D para $h = 8$ e 10 mm, respectivamente. O diagrama de irradiação com $h = 8$ mm apresenta magnitude do lóbulo principal de -4,84 dBi, lóbulo secundário pequeno com -11,5 dBi e ângulo de abertura de $63,8^\circ$. Já o diagrama de irradiação com $h = 10$ mm apresenta magnitude do lóbulo principal de -5,46 dBi, lóbulo secundário pequeno com -10,8 dBi e ângulo de abertura de $68,7^\circ$.

Figura 5.9 – Diagrama de irradiação 2D da *patch* simples com substrato tacônico TLP 5

e $h = 8$ e $h = 10$ mm.



Fonte: O autor

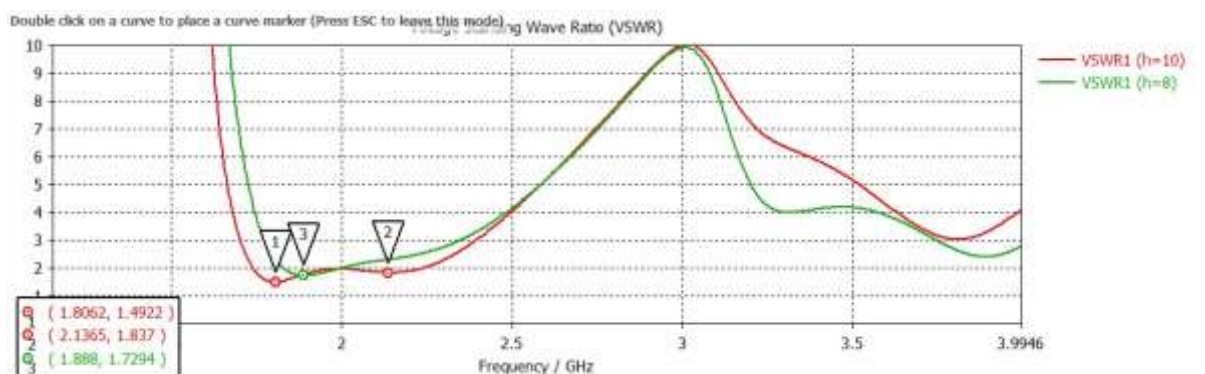
A diretividade variou muito pouco sendo uma com h igual a 10mm 7,119 dBi e de 8mm de 7,167 dBi. As duas diretividades encontradas são menores do que a obtida na

valor esse muito maior em comparação ao valor de 47,8 MHz encontrado na simulação com *patch* simples.

Para o caso $h = 8$ mm observou-se muita perda por retorno e, portanto, desconsiderou os efeitos da frequência superior para aumentar a largura de banda. A banda foi 136,4 MHz, subtraindo a frequência dos pontos 9 e 8 e, o ponto 7 é a frequência de ressonância inferior.

A Figura 5.11 ilustra os resultados obtidos para a perda por retorno da antenna E. O valor de VSWR está abaixo para os dois casos de h . Para $h = 10$ mm possui as duas frequências com valores apropriados de VSWR diferente do caso da antenna *patch* retangular simples onde a banda era muito mais estreita. As duas frequências, inferior e superior, estão dentro dos parâmetros determinados.

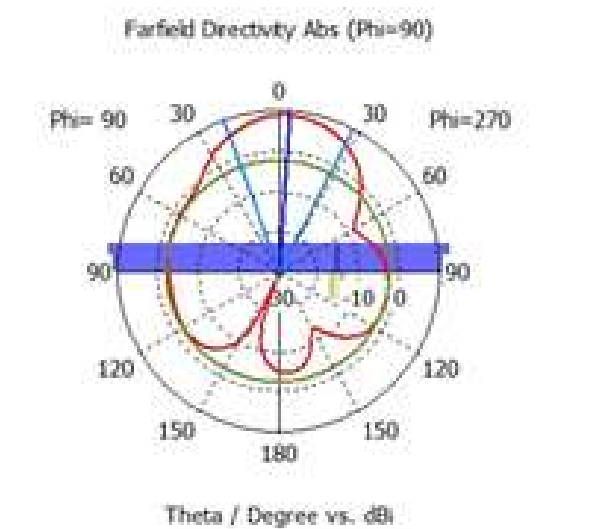
Figura 5.11 - Coeficiente de onda estacionária da antenna E com substrato SF6 e $h = 8$ e 10mm.



Fonte: O autor.

A Figura 5.12 ilustra os diagramas de irradiação antenna E para $h = 10$ mm. A magnitude do lóbulo principal é de 8,77 dBi. O ângulo de meia potência é de $47,2^\circ$ e os lóbulos secundários estão altos, - 11 dB, muita energia desperdiçada neles ocasionando problemas para algumas aplicações.

Figura 5.12 - Diagrama de irradiação 2D da antena E com substrato SF6 e $h = 10\text{mm}$.

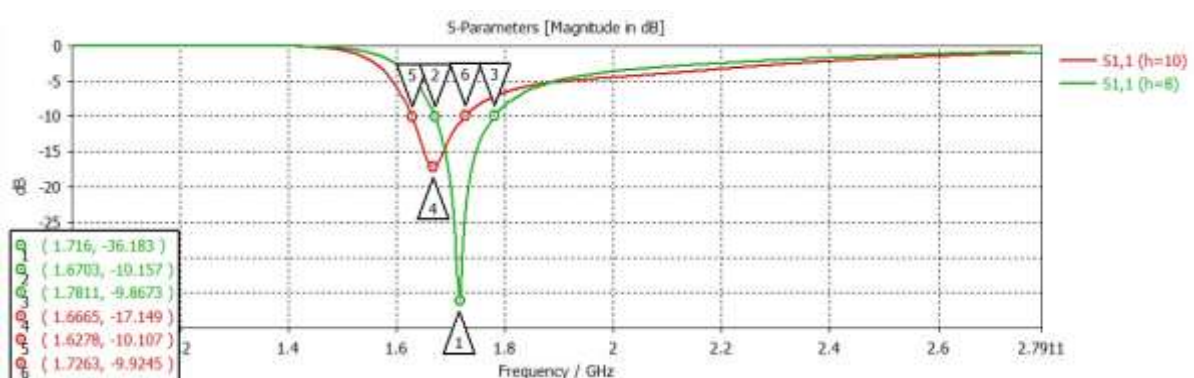


Fonte: O autor

5.2.1 Substrato de Tacônico

A Figura 5.13 ilustra os resultados obtidos para a perda por retorno da antena E. Os resultados obtidos não foram bons, pois a segunda frequência de ressonância superior se perdeu por causa da alta perda por retorno de ambas as espessuras de substrato. Resultados piores que o hexafluoreto de enxofre era esperado porque a constante dielétrica desse material está no limite de projeto de 2,2 [F/m]. A curva verde, $h = 8\text{ mm}$, apresenta largura de banda 110,8 MHz e a curva vermelha, $h = 10\text{ mm}$, apresenta largura de banda de 98,5 MHz. Note o alto grau de casamento de impedância para a curva verde, $h = 8\text{ mm}$, atingindo um valor de perde de -36 dB.

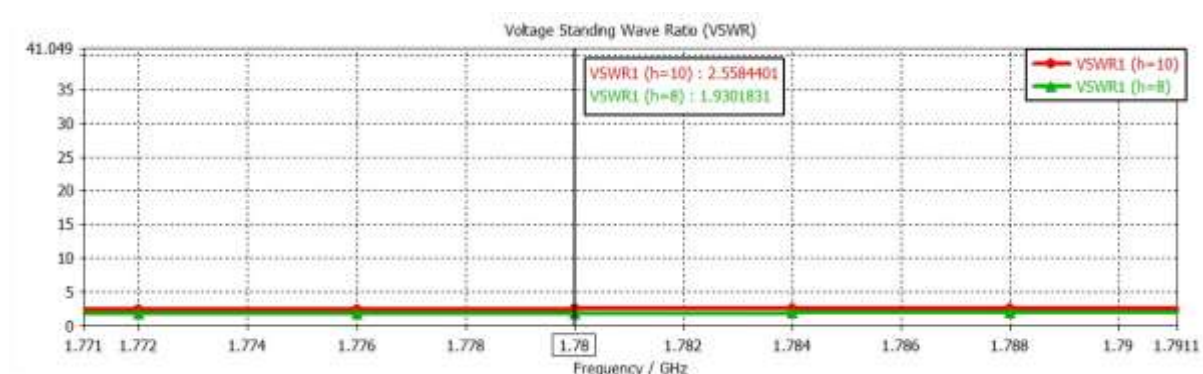
Figura 5.13 - Perda por retorno da antena E com substrato tacônico e $h = 8\text{ e } 10\text{mm}$.



Fonte: O autor

A Figura 5.14 ilustra os resultados obtidos para o coeficiente de onda estacionária da antena E. Somente a curva verde, $h = 8$ mm, satisfaz o critério de $VSWR < 2$.

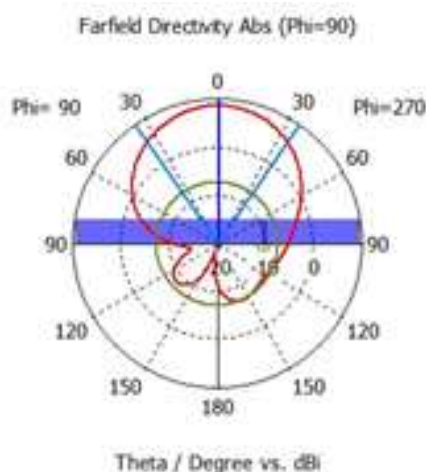
Figura 5.14 - Coeficiente de onda estacionária da antena E com substrato de tacônico e $h = 8$ e 10mm.



Fonte: O autor

A Figura 5.15 ilustra os diagramas de irradiação antena E para $h = 8$ mm. A magnitude do lóbulo principal é de 8,59 dBi. O ângulo de meia potência é de $68,9^\circ$ e os lóbulos secundários estão altos, - 15,8 dB. Com esse material foi possível encontrar um ângulo de meia potência acima de 60° , magnitude no lóbulo principal é alta e baixa magnitude nos lóbulos secundários.

Figura 5.15 - Diagrama de irradiação 2D da antena E com substrato SF6 e $h = 8$ mm.



Fonte: O autor

Se esses exemplos não satisfazem as necessidades em relação à largura de banda ou qualquer outra característica e caso deseje valores mais específicos para uma aplicação

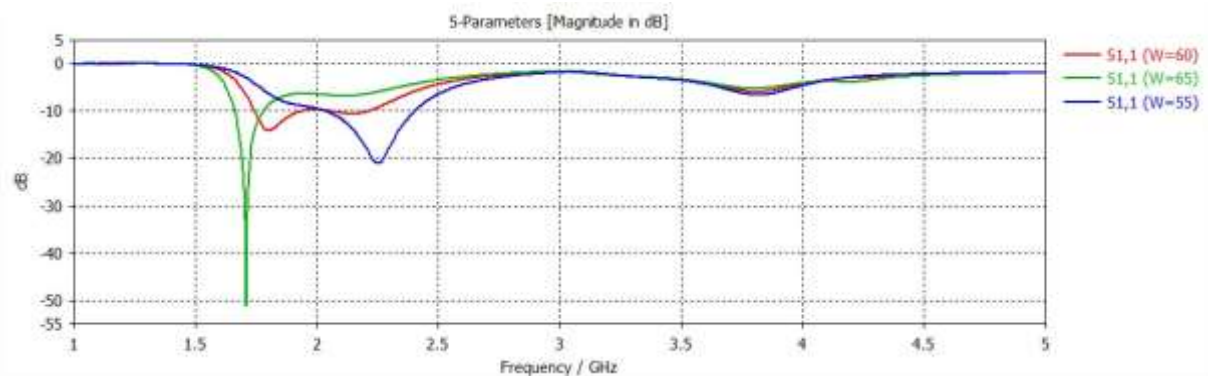
específica sugere-se alterar os parâmetros iniciais, além dos básicos aqui já alterados, como ϵ_r e h .

5.3 PROPOSTA DE MELHORIA DA LARGURA DE BANDA

Para melhorar a eficiência, diminuir perda por retorno e aumentar a largura de banda os parâmetros físicos da antena serão variados a partir dos modelos iniciais, na tentativa de obter melhores respostas de projeto. Os parâmetros que foram variados nesses dois tipos de experimento foram o comprimento *patch* W e a largura L , o comprimento das fendas L_s e a largura das fendas W_s . Os resultados obtidos para os novos valores testados são ilustrados nos gráficos das Figuras 5.16, 5.17, 5.18 e 5.19, respectivamente.

A ideia básica era variar 5 mm abaixo e acima dos valores calculados para analisar. Se a placa apresentasse melhorias daquele parâmetro novas variações iguais seriam feitas a partir dos novos resultados até um limiar. Os valores testados foram $W = 55$ e 65 mm, $L = 45,5$; $47,5$; $49,45$ e $51,5$ mm, $L_s = 37,5$; $39,6$ e $41,5$ mm e o valor de $W_s = 2,3$ e 4 mm. O parâmetro W pode variar a frequência de ressonância superior, pois tanto L quantos os outros parâmetros são encontrados a partir dele.

Figura 5.16: - Variação do parâmetro S_{11} em relação à W .

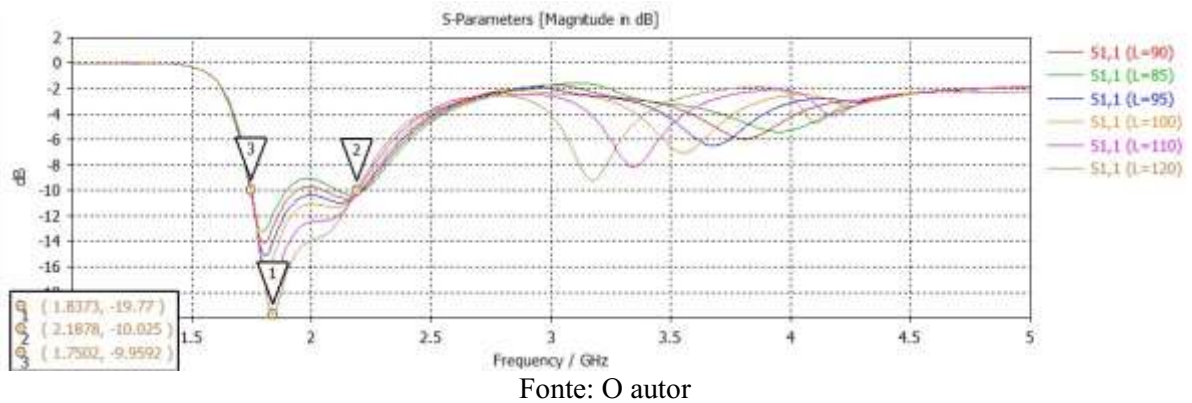


Fonte: O autor

O valor de L não influencia nas frequências inferiores e superiores mantendo a curva igual para todos os testes. Observe que quanto maior for o valor desse parâmetro menor é a perda por retorno, o valor de L influencia o positivamente casamento de impedância do circuito para esse projeto. O limite superior é $L = 2W$ e inferior é $L = W$ (PEDRA, 2010). Na figura o limite superior apresentou a melhor resposta em termos de perda por retorno. A

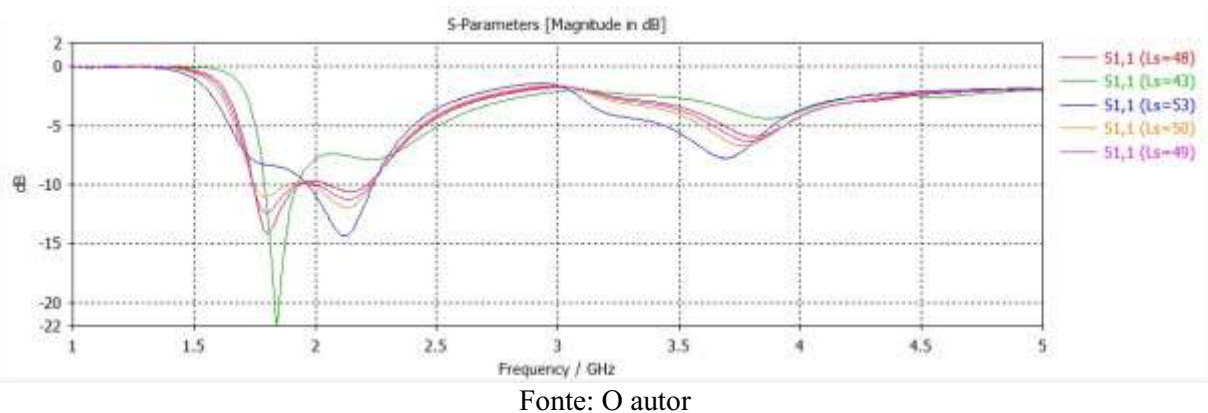
largura de banda, 437,6 MHz, melhorou no limite superior de L apresentando um aumento de 71,94 MHz da sua versão calculada.

Figura 5.17 – Variação do parâmetro S_{11} em relação à L .



Uma característica que influencia nas antenas de microfita é a densidade superficial de corrente, como a corrente circula no elemento irradiador. Se $L_s \simeq L$, as correntes de superfície que circular nas fendas estarão muito próximas as que circulam nas bordas opostas (PEDRA, 2010) levando a variação das frequências inferiores. Se $L_s \ll L$, a variação das frequências superiores. No caso de 53 mm, o casamento de impedância para altas frequências melhorou e para o caso de 43 mm obteve-se melhor casamento de impedância nas frequências inferiores. O melhor valor encontrado foi 49 mm, perda por retorno aparentemente igual para as frequências de ressonância.

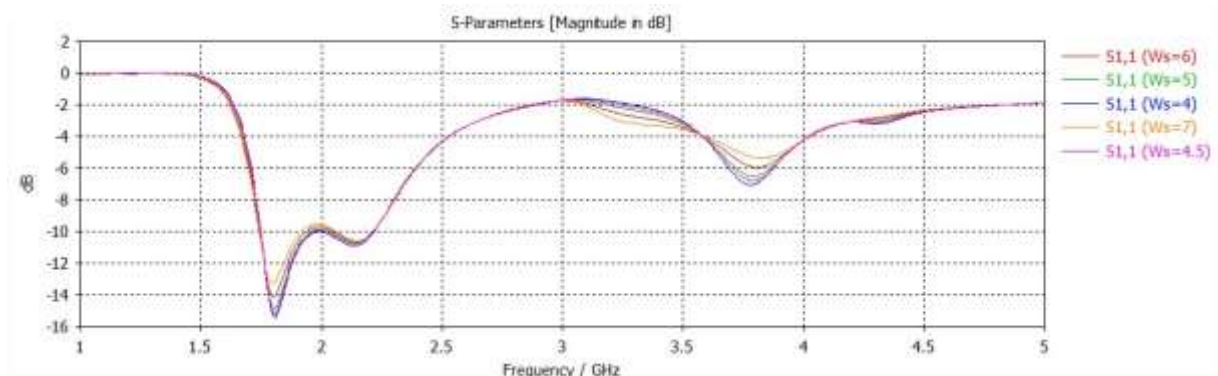
Figura 5.18 - Variação do parâmetro S_{11} em relação à L_s .



As variações nos valores dos parâmetros W_s , L_s e P_s influenciam nas frequências inferiores por serem responsáveis pela inclusão das fendas no elemento irradiador. Já os

parâmetros W e L são responsáveis pelas frequências superiores e utilizados na primeira etapa da construção das antenas E . O valor de W é a principal componente que influencia nas frequências superiores. Variações em W_s influenciam mais nas frequências inferiores como ilustrado no gráfico de resultados da Figura 5.19.

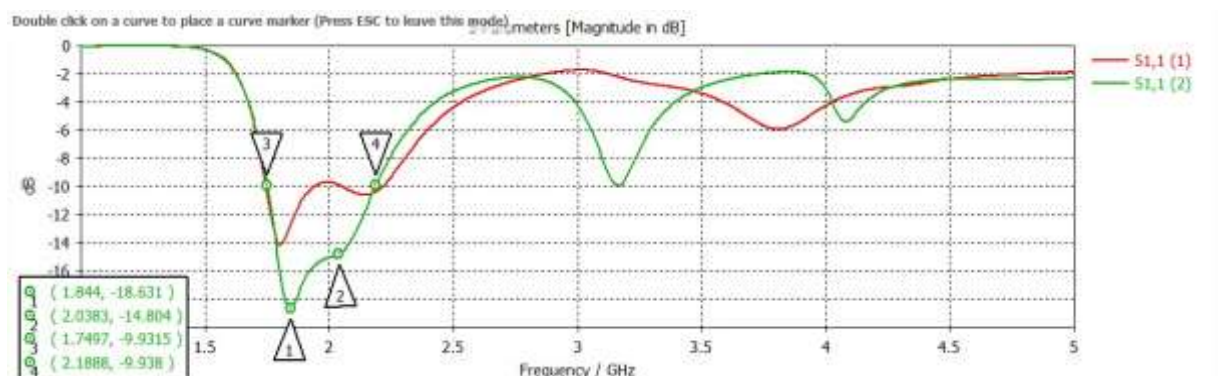
Figura 5.19 - Variação do parâmetro S_{11} em relação à W_s



Fonte: O autor

Como proposta final, todos os parâmetros foram variados simultaneamente. Na Figura 5.20, a curva verde é a combinação dos melhores resultados de todos os parâmetros. As frequências de ressonâncias inferiores e superiores se aproximaram, pontos 1 e 2. A frequência de ressonância superior utilizada como base para o projeto foi de 2,5 GHz, no ponto 2 ela está em 2.03 GHz. Em termos de largura de banda melhorou significativamente passando de 365,66 MHz para 439,1 MHz, um aumento de 73,44 MHz.

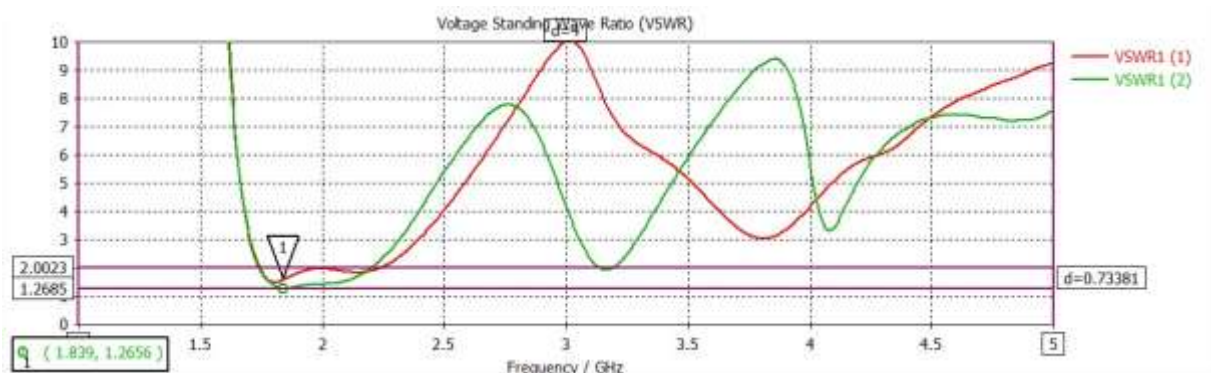
Figura 5.20 - Parâmetro S_{11} dos melhores projetos de antena E .



Fonte: O autor

Na Figura 5.21 observe uma melhora do VSWR, consequência da melhora de perda por retorno, tendo valores muito próximos de 1, considerado valor ideal.

Figura 5.21 – Parâmetro VSWR dos melhores projetos de antena E.



Fonte: O autor

A Figura 5.22 ilustra o diagrama de irradiação 2D. A magnitude lóbulo principal é de 9 dBi, o ângulo de meia potência é $48,1^\circ$ e os lóbulos secundários são de -11,5 dBi, valor significativo para algumas aplicações, mas, por exemplo, para uma aplicação de radar deveria ser menor que -20 dBi.

Os valores finais simulados e calculados para frequência superior e inferior podem ser vistos na tabela abaixo.

Tabela 4.5 – Tentativa de melhoria da antena patch E com substrato de hexafluoreto de enxofre e 10mm.

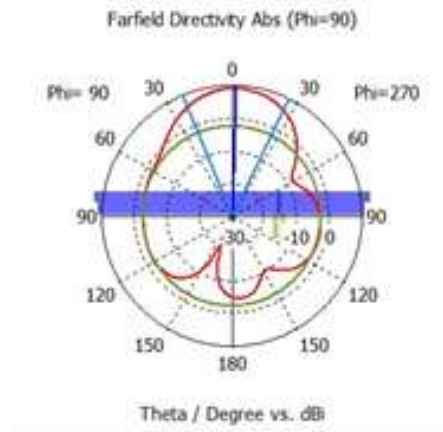
Parâmetro	Valor
Constante dielétrica	$\epsilon_r = 1,0021$
Largura do substrato (h)	10 mm
Largura da fenda (W_s)	4,497 mm
Distância do meio (P_s)	6,735 mm
Frequência ressonância superior (f_H) (Calculado)	2,144[GHz]
Frequência ressonância superior (f_H) (Simulado)	2,0383[GHz]
Frequência ressonância superior (f_L) (Calculado)	1,7572[GHz]
Frequência ressonância superior (f_L) (Simulado)	1,844[GHz]
Comprimento da fenda (L_s)	47,98 mm

Fonte: O autor.

Houve uma melhora significativa em relação a largura de banda e perdas por retorno para esse projeto. Como a largura de banda é o principal fator a ser melhorado esse experimento atende perfeitamente os requisitos básicos de projeto descrito nesse trabalho. O

ângulo de meia potência não apresentou melhora significativa em nenhum experimento e não esteve dentro do valor sugerido de projeto para antena *patch* de microfita.

Figura 5.22 - Diagrama de irradiação 2D da antena E.



Fonte: O autor

6 CONCLUSÃO FINAL

AS simulações realizadas obtiveram bons resultados considerando o critério principal de projeto a largura de banda. O material hexafluoreto de enxofre mostrou melhores resultados para antena de banda larga E utilizando os valores calculados.

Na tentativa de melhorar ainda mais a largura de banda teve resultados ainda melhores, tanto na faixa de frequência utilizável como banda quanto na perda por retorno que estava alta na simulação realizada. Outros materiais também podem ser utilizados nesse experimento, desde que sua constante dielétrica esteja perto da unidade, ar com tubos de isopor também pode ser usado como alternativa ao gás.

O cabo de alimentação foi utilizado baseado no método empregado na análise de projeto. Outras formas de alimentação podem ser usadas na tentativa de obter melhores resultados, melhor casamento de impedância entre fonte de alimentação. Outro método que pode ser aplicado em conjunto com o método de múltipla ressonância é de casamento de impedância e o de perdas mencionados brevemente desse trabalho. O que pode ser feito agora é utilizar esses resultados com os dois métodos na tentativa de obter largura de banda ainda maior e satisfazer os outros parâmetros de menor importância nesse trabalho, como o ângulo de meia potência e diretividade. Outras formas de projeto também podem ser empregadas, a antena *patch* também pode ser um circuito RLC ressonante, usando desse critério é possível modelar de outras formas utilizando conhecimento de circuito ressonante e técnicas de análise como a de Thevenin. Métodos mais elaborados podem oferecer resultados melhores, no entanto é necessário um aprofundamento teórico com relação aos conhecimentos do eletromagnetismo. Esse trabalho simula um caso de projeto de antena E baseado em um desses métodos um pouco mais sofisticado o FDTD.

Há ainda outras ferramentas no CST que podem ser utilizadas como base de projeto, além das utilizadas aqui como o VSWR e a perda por retorno S_{11} . Potência transmitida, potência entregue a antena, corrente de superfície, dentre outros são algumas das diversas ferramentas do *software*. O estudo das ondas de superfície também pode ajudar bastante na modelagem e no método utilizado.

Outro fator que melhora consideravelmente a largura de banda é utilizar a espessura do dielétrico h próximo do limite de um décimo do comprimento de onda e a constante dielétrica do material ϵ_r próximo da unidade. Isto garante que mais franjas formam nas

extremidades da antena e menos linhas de campo estarão presentes no interior do dielétrico. Aumentar ϵ_r provocará um aumento na densidade de linhas de campo dentro do dielétrico e no fator Q, diminuindo as franjas nas extremidades da antena (KUMAR, 2003).

Apesar de ser uma antena com dimensões reduzidas ela possui algumas desvantagens. As principais desvantagens estão relacionadas ao ganho que é por volta de 5 a 6 dBi e sua largura de banda estreita. O ângulo de sua largura de feixe de $-3db$ está geralmente entre 70° e 90° , quanto mais aberto melhor para esse tipo de aplicação. Apesar de todas as desvantagens citadas a pior de todas é a largura de banda. Projetos deste tipo de antena são executados sempre tentando melhorar a largura de banda ao máximo, só após obter uma boa resposta deste parâmetro é que os outros vão ser melhorados.

Para iniciar o projeto é necessário escolher uma frequência de operação para a antena em questão. Para esse experimento em específico foi escolhido uma frequência de 2,5 GHz. Nas seções anteriores foi dito que a frequência não pode ser muito alta, devido ao fato que o método, por ser aproximado, não operará de forma adequada convergindo para os resultados esperados, quando se trata de antena *patch* simples. Os parâmetros variam muito com a frequência, um dos que mais varia é a impedância de entrada. Associada a impedância de entrada estão o coeficiente de reflexão $\Gamma(S_{11})$ e a VSWR. Os principais valores encontrados nos resultados vão estar associados a essas duas variáveis. Um bom casamento de impedância a partir da variação dos parâmetros geométricos da antena significa que uma boa largura de banda foi obtida.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BALLANIS A. C. **Antenna Theory: Analysis and Design**. United States of America: Library of Congress, 1997, Ed 2^a.

PEDRA, A. C. O. **Otimização de antena de microfita banda larga de formato “E” utilizando o método de FDTD**. Porto Alegre: Faculdade de Engenharia Elétrica UFRGS, 2010.

CHAVES, Alaor. **Física Básica: Eletromagnetismo**. Ed. Rio de Janeiro: LTC, 2007.

DESCHAMPS, G. A. **Microstrip Microwave Antennas**. Apresentado no terceiro simpósio de antenas, 1953.

GARG, R.; BHARTIA P. **Microstrip Design Antenna Handbook**. London: Artech House, 2001.

HAROLDO CAVALVANTE DE MORAES, José. **Estudos de Antenas Patches de Microfita Minituarizadas em Banda Larga para Aplicação em Dispositivos Móveis e Portáteis**. Natal: Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da UFRN, 2011.

KUMAR, G.; RAY, K.P. **Broadband Microstrip Antennas**. London: Artech House, 2003.

MCLEAN, J.S. **A re-examination of the fundamentals limits on the radiation Q of electrically small antennas**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, [s.l.], v.44, n.5, p.672-676, Maio 1996.

POZAR, D. M. **Microwave engineering**. New Jersey: John Wiley & Sons, 1998.

INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL MESTRADO EM TELECOMUNICAÇÕES Antena impressa com substrato de metamaterial desenvolvido com anéis metálicos fendidos circulares concêntricos AMILCAR JOÃO FELICIANO ORIENTADOR: PROF. DR. JOSÉ ANTÔNIO JUSTINO RIBEIRO SANTA RITA DO SAPUCAÍ – MG 2016 Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.