

Investigação dos Efeitos das Variações Geométricas em Arranjo Planar de Antenas *Meander Line*

Estefanie Rayane Silva de Oliveira
Dept. de Engenharia e Tecnologia
Universidade Federal Rural do Semi-Árido-UFERSA
Mossoro, Brasil
estefanie.oliveira@aluno.ufersa.edu.br

Humberto Dionísio de Andrade
Dept. de Engenharia e Tecnologia
Universidade Federal Rural do Semi-Árido-UFERSA
Mossoro, Brasil
humbertodionisio@ufersa.edu.br

Resumo—Este trabalho tem como objetivo estudar o comportamento de um projeto de arranjo planar de antenas de microfita do tipo *Meander Line* quando ocorre modificações geométricas em sua estrutura. A finalidade é apresentar os efeitos causados em seu coeficiente de reflexão por meio de simulações no software ANSYS HFSS® 2019. O projeto proposto apresentou a análise da variação do comprimento da linha a ser casada, da primeira linha de meandro e do transformador de $\frac{1}{4}$ de onda do arranjo de antenas, sendo este último o que mais influenciou no deslocamento da frequência central de operação e o que alcançou melhores valores para S (1,1). Em todas as configurações se obteve ressonância dentro da faixa de frequência da banda ISM 2,4 GHz estudada. E como resultado final se conseguiu uma configuração de arranjo aprimorada que ressoa na frequência central de 2,45 GHz com -23,313dB.

Palavras-chaves— arranjo de antenas, antenas de microfita, Antenas *Meander Line*.

I. INTRODUÇÃO

Com o contínuo aumento da oferta de serviços de comunicações, em especial aplicações de comunicações sem fio, é cada vez maior a demanda por estruturas que operem em diferentes faixas de frequência, e que atendam às características requeridas como largura de banda, seletividade, dimensões e pesos reduzidos, baixo custo, etc. [1]. Desse modo, o desempenho dos dispositivos móveis na área das telecomunicações depende da execução de um projeto de antenas estruturado e eficaz que se atente a solução mais otimizada para determinada aplicação.

Na área das telecomunicações as antenas são amplamente comercializadas em seus diversos tamanhos, formatos e materiais a depender da sua aplicação. Elas fazem parte de um sistema de transmissão e recepção projetado para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas [2]. Desse modo desempenham papel fundamental na realidade atual, a qual é moldada em um mundo conectado por meio de tecnologias inteligentes que visam o compartilhamento rápido e fácil de informações. A comunicação móvel garante por meio da internet e de componentes eletrônicos e eletromagnéticos a conectividade dos dispositivos entre si e com os usuários em tempo real.

Um tipo de antena comumente encontrada no interior de dispositivos móveis são as Antenas *Meander Line* (MLA), que em sua configuração de microfita se destacam como tecnologia alternativa por serem impressas, simples, discretas, adaptáveis a superfícies planas e curvas e de fácil fabricação. Em razão dessas características principais, as antenas planares e, em particular, as antenas de microfita se mostram mais atrativas para uso nos sistemas de comunicação sem fio do que

as antenas convencionais, tais como as antenas de fio, de abertura, parabólicas, etc. [3].

Muitas vezes a estrutura simples da antena de microfita, ou seja, a presença de um simples *patch* (elemento radiante), não é suficiente para alcançar os valores e comportamento adequado para aplicação. Uma das soluções dessa problemática é a utilização de técnicas de melhoramento, como por exemplo a utilização de arranjo de antenas, o aumento do comprimento elétrico da antena por meio de otimização da sua geometria ou usar alta permissividade para o substrato [4]. Em relação aos sistemas celulares, as estações necessitam de antenas com diagramas de radiação setoriais, visando um melhor aumento de capacidade e da utilização dos canais. Estas características podem ser obtidas a partir da construção de arranjos de antenas de microfita [5]. Além de aumentar a largura de banda, um arranjo aumenta a diretividade de um sistema de antenas e concentra a potência radiada dentro de uma área geograficamente menor, apesar de ter como desvantagem, em sua grande maioria, dimensões elevadas [6].

As antenas de microfita do tipo *Meander Line* são moldáveis de tal forma que alterações em suas dimensões geométricas, ocasionam variações de seus parâmetros comportamentais. A literatura descreve um conjunto de equações para calcular a estrutura física das diferentes antenas de microfita. Como por exemplo a antena de microfita com *patch* triangular projetada de acordo com o método da cavidade aprimorado descrito por uma equação que relaciona suas dimensões [7]. Geralmente recorre-se a outros meios complementares para alcançar o objetivo desejado, gerando modificações nos cálculos iniciais. Não é diferente para a implementação de arranjo de antenas, em que o casamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena é essencial para o seu funcionamento. É possível se obter a impedância de entrada de uma antena bem próxima a impedância do sistema de transmissão (ou recepção) modificando-se apenas a sua geometria [8].

Diante da diversidade de aplicação desses das antenas de microfita tem-se a importância do desenvolvimento de estudos a respeito das variáveis que afetam o seu comportamento visando buscar melhorias no seu desempenho. Contudo, a finalidade deste trabalho é investigar como coeficiente de reflexão de um arranjo de antenas de microfita do tipo *Meander Line* se comporta a partir da modificação no tamanho de determinados elementos que o compõe.

II. REFERENCIAL TEÓRICO

A. Antenas de Microfita do Tipo Meander Line

As antenas de microfita são formadas por uma plaqueta (*patch*) e por um plano de terra metálicos, ambos de pequena espessura, separados por uma camada de material dielétrico, denominado de substrato [9]. O *patch* pode apresentar geometrias diversos a depender da aplicação, seja retangular, circular, triangular, dipolo e etc. O plano de terra pode possuir tamanho igual ao do substrato ou apresentar reduções percentuais em seu comprimento e largura, de forma que pode impactar na disposição dos campos eletromagnéticos da antena e no seu desempenho. Como por exemplo no estudo realizado por Evans [10] em que para a utilização de planos de terra menores que o substrato a largura de banda da antena não foi atrativa para a antena de microfita de dipolo retangular. Por outro lado, a técnica utilizada por Huang [11] mostrou que a utilização total ou parcial do plano de terra foi bem sucedida e apresentou bons resultados medidos para a antena de microfita estudada.

Na Fig. 1, visualiza-se as camadas da estrutura de uma antena de microfita do tipo *Meander Line*, também conhecida como antena de linha dobrada, em que o *patch* é constituído de um dipolo dobrado continuamente em ângulos de 90 graus em formato de *zigzag*. A ideia é dobrar os condutores para frente e para trás para tornar a antena geral mais curta, apesar de que uma área menor, a resistência à radiação, eficiência e largura de banda diminuem [12]. Assim, tem como diferencial a possibilidade de ocupar espaços físicos reduzidos, mesmo tendo grande comprimento de dipolo, viabilizando a incorporação em dispositivos compactos. A distância entre duas curvas é crítica. Se elas estiverem muito próximas umas das outras, terá maior acoplamento mútuo, o que afeta a polarização do padrão de radiação resultante [13].

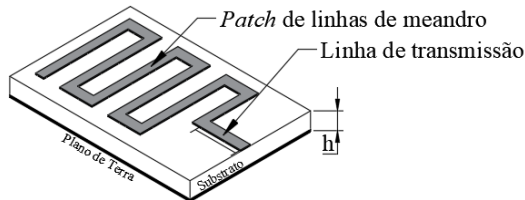


Fig. 1. Estrutura de uma antena de microfita do tipo *Meander Line* [autoria própria].

As antenas de microfita representam um papel fundamental, dada a sua aplicabilidade e versatilidade, fortalecendo assim essa área de pesquisa [5]. Diante disso, pesquisas de cunho científico são elaboradas de modo a realizar projeto e confecção de antenas de microfita para diversas aplicações em virtude do seu potencial. A antena de microfita do tipo *Meander Line* é utilizada em circuitos integrados, *WIFI* e *Bluetooth*, como mostrado na Fig. 2 por exemplo. Estas antenas são discretas, moldáveis a superfícies planas e não-planas, de construção simples e de baixo custo com a tecnologia de circuitos impressos, mecanicamente robustas quando montadas em superfícies rígidas, e quando a forma específica da plaqueta e do modo são selecionados, são muito versáteis em termos de frequência de ressonância, polarização, diagrama de radiação e impedância [9].



Fig. 2. Circuito integrado *Bluetooth* [14].

1) Parâmetros das Antenas

Segundo Balanis [9] o desempenho de uma antena pode ser avaliado por meio da definição de diversos parâmetros dentre eles têm-se a perda de retorno, o coeficiente de reflexão, a largura de banda, diretividade, ganho e diagrama de radiação de campo:

a) *Perda de retorno ou Return Loss (RL)*: a RL está relacionada com o coeficiente de reflexão na porta de entrada S_{11} [15]. Pode ser medida pela Equação (1) em decibel. Em condições total de casamento de impedância $S_{11} = 0$ e $RL = \infty$, o que significa que todas as reflexões do sinal se “perdem” na carga. Para as antenas o valor correspondente a um funcionamento adequado é quando o coeficiente de reflexão é menor ou igual que -10 dB.

$$RL = -20\log|S_{11}| \quad (1)$$

b) *Largura de banda ou Band Width (BW)*: é a faixa de frequências em que características como impedância de entrada, diagrama de radiação e largura de feixe estão em uma faixa de valores aceitáveis a depender da aplicação [16].

c) *Ganho*: representa a quantificação da eficiência com que a antena transforma a potência disponível em seus terminais em potência radiada [15].

d) *Diretividade*: fornece uma indicação do grau de direcionamento do seu feixe e de sua capacidade de concentrar energia em direções predeterminadas, sendo determinada pelo diagrama de radiação da antena [16].

e) *Diagramas de radiação*: representação em um gráfico em forma bi- e tridimensional da magnitude do campo elétrico ou magnético em função das coordenadas espaciais a um raio constante [9].

2) Dimensionamento da Antena Meander Line

Uma técnica utilizada para a alimentação da antena é a alimentação por linha de microfita. O uso deste tipo de alimentação tem a desvantagem de promover maior radiação espúria quando usada com substratos largos, porém é fácil de casar a impedância através do controle de sua largura e ponto de inserção [17]. Um conjunto de equações descreve a parametrização da antena *Meander Line* para a obtenção das dimensões do *patch* e da linha de transmissão da Fig. 3.

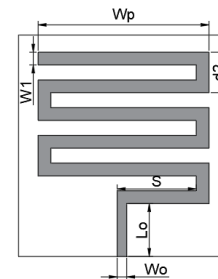


Fig. 3. Dimensões do *patch* de uma antena de microfita do tipo *Meander Line* [autoria própria].

Para a largura da linha de transmissão (W_o) da antena são utilizadas as Equações (2) e (3) dispostas por Ma e Deng [18]. Para o comprimento da linha de transmissão (L_o), calcula-se de acordo com Balanis [19] por meio das Equações (4) e (5), em que ϵ_{ef} representa a permissividade efetiva.

$$W_o = \frac{2h}{\pi} \left[(B - 1 - \ln(2B - 1)) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right], \text{ para } \frac{W_o}{h} > 2 \quad (2)$$

$$B = \frac{337\pi}{2Z_o\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

$$L_o = \frac{c}{4f_r\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (4)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W_o} \right]^{-1} \quad (5)$$

De acordo com [13] o comprimento do primeiro meandro (S) é dado através da Equação (6). A distância entre duas linhas de meandro (d_2) é obtida pela Equação (7) e a largura da linha de meandro (W_1) pela Equação (8).

$$S = 0,42\lambda_g \quad (6)$$

$$d_2 = 0,16\lambda_g \quad (7)$$

$$W_1 = 0,05\lambda_g \quad (8)$$

As variáveis são dependentes do comprimento de onda guiado (λ_g) dado em função da frequência de ressonância (f_r) da antena e da permissividade efetiva do substrato:

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (9)$$

na qual c representa a velocidade da luz, de aproximadamente 3×10^8 m/s.

B. Arranjo de Antenas

O arranjo de antenas consiste em um conjunto de duas ou mais antenas idênticas e igualmente espaçadas entre si, de forma a melhorar a capacidade de canalização e a eficiência espectral [20]. De modo geral, a depender da aplicação, o arranjo de antenas possibilita a melhoria do sistema de comunicação móvel de diversas maneiras, como por exemplo de ganho, diretividade, do espectro de frequência e largura de feixe de potência. Dentre as configurações dos arranjos de antenas, têm-se o arranjo linear e o arranjo planar.

1) Arranjo Linear

O arranjo é linear quando os N elementos das antenas são organizados em linha reta e espaçados uniformemente entre si, como visualizado na Fig. 4. O fator de arranjo pode ser calculado considerando-se que os elementos são fontes puntiformes [9]. Dado por:

$$FA = 1 + e^{j(kd\cos\theta+\beta)} + e^{j2(kd\cos\theta+\beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd\cos\theta+\beta)} \quad (10)$$

que pode ser escrito por:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd\cos\theta+\beta)} \quad (11)$$

sendo $k = 2\pi/\lambda$, o número de onda, d e β representam, respectivamente, o espaçamento e o deslocamento de fase entre cada elemento.

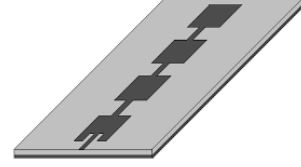


Fig. 4. Arranjo linear de antenas com alimentação em série [20].

2) Arranjo Planar

Na configuração de arranjo planar os elementos das antenas são alocados em formato matricial com $N \times M$ elementos espaçados entre si ao longo dos eixos x e y , disposto como mostrado na Fig. 5. Os arranjos planares fornecem variáveis adicionais as quais podem ser usadas para controlar e formar os diagramas de irradiação do arranjo mais simétricos e com menores lóbulos secundários, por exemplo.

O fator de arranjo em arranjos planares é obtido pela Equação (12), se a princípio M elementos forem dispostos apenas ao longo do eixo x [17].

$$FA = \sum_{m=1}^M I_{m_1} e^{j(m-1)(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)} \quad (12)$$

sendo que I_{m_1} representa o coeficiente de excitação para cada elemento, d_x o distanciamento entre os elementos ao longo do eixo x e β_x o deslocamento de fase entre os elementos do eixo x .

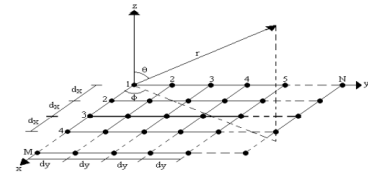


Fig. 5. Disposição de um arranjo planar de antenas com $N \times M$ elementos [21].

No segundo momento, caso seja adicionado N elementos ao longo do eixo y é formado um arranjo planar completo, cujo fator de arranjo é então determinado por:

$$FA = \sum_{n=1}^N I_{n_1} \left[\sum_{m=1}^M I_{m_1} e^{j(m-1)(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin\theta \cos\phi + \beta_y)} \quad (13)$$

sendo que I_{n_1} representa o coeficiente de excitação para cada elemento, d_y o distanciamento entre os elementos ao longo do eixo y e β_y o deslocamento de fase entre os elementos ao longo do eixo y .

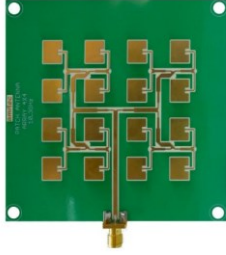


Fig. 6. Arranjo planar com 4 x 4 elementos e alimentação em paralelo [21].

3) Técnica de Casamento de Impedância

Uma técnica para realizar a conexão entre os elementos do arranjo por meio da alimentação em paralelo é a utilização de transformador de um quarto do comprimento de onda ($\lambda/4$) para casar a impedância da antena com a da linha de transmissão. Além da entrada ser composta por um divisor de potência, em que as linhas a serem casadas (Z_L) são equivalentes a duas impedâncias de mesmo valor em paralelo, obedecendo a relação mostrada na Fig. 8.

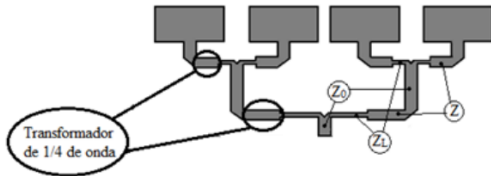


Fig. 7. Alimentação em paralelo de um arranjo de antenas [21].

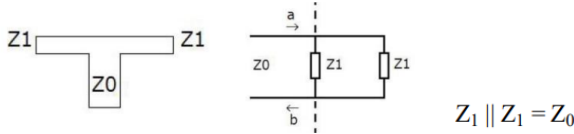


Fig. 8. Divisor de potência para a entrada da alimentação [21].

As dimensões dos elementos que compõem a alimentação são obtidas a partir da impedância das linhas indicadas na Fig. 7 [21]. Sendo que Z , Z_0 e Z_L representam, respectivamente, a impedância característica da linha de transmissão e a impedância da linha a ser casada. Assim, a largura e comprimento de cada variável citada são projetadas por meio do seguinte conjunto de equações:

$$Z = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (14)$$

$$W = \frac{2h}{\pi} \left[(B - 1 - \ln(2B - 1)) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right], \text{ para } Z \leq 40\Omega \quad (15)$$

$$W = \frac{8he^A}{e^{2A} - 2}, Z \geq 40\Omega \quad (16)$$

$$B = \frac{337\pi}{2Z\sqrt{\epsilon_r}} \quad (17)$$

$$A = \frac{Z\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{120} + 0,5 \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left[\ln\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{\epsilon_r} \ln\left(\frac{4}{\pi}\right) \right] \quad (18)$$

$$L = \frac{c}{4f_r\sqrt{\epsilon_r}} \quad (19)$$

III. MATERIAIS E MÉTODOS

O objeto de estudo deste trabalho consistiu em um arranjo planar de dimensão 1x2 de antenas *Meander Line*, projetado e simulado conforme será detalhado nesta seção. A investigação do comportamento do coeficiente de reflexão $S(1,1)$ foi realizada para uma frequência central de operação de 2,45 GHz, pertencente a banda ISM 2,4 GHz. A banda ISM 2,4 GHz possui uma faixa de 2400 MHz até 2500 MHz em que estão alocados 11 canais como mostrado na Fig. 9. A frequência central estudada se refere ao menor valor de $S(1,1)$ alcançado.

Para o projeto e simulação os materiais utilizados na composição foram o FR4 (fibra de vidro) de permissividade (ϵ_r) 4,4 e espessura (h) 1,56 mm para o substrato, cobre de espessura 0,05 mm para o *patch* e plano de terra, além de conector SMA na linha de transmissão com impedância de 50 Ω . Sabendo que é fundamental que haja casamento de impedância para funcionamento adequado do arranjo, as variáveis de análise escolhidas para verificar o efeito de suas variações foram: o comprimento do transformador de $\lambda/4$ de onda (L_z); o comprimento da linha a ser casada (L_c); e o comprimento da primeira linha de meandro (S).

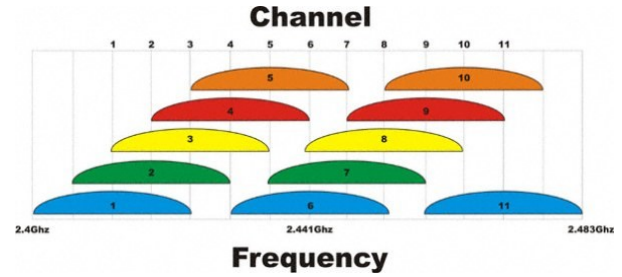


Fig. 9. Canais da banda ISM 2,4 GHz [22].

A. Projeto

O projeto proposto do arranjo de antenas com dois elementos compreendeu a parametrização do *patch* da antena *Meander Line* e em seguida a sua duplicação e implementação da alimentação em paralelo do arranjo formado. Na Fig. 10 se tem a indicação de todas as dimensões e na Tabela 1 seus devidos valores nominais calculados. Não foi objetivo desse trabalho calcular as dimensões dos chanfros indicados nos detalhes 1, 2 e 3. Desse modo foi feito conforme ilustrado no detalhe da linha pontilhada, sendo a diagonal do retângulo formado.

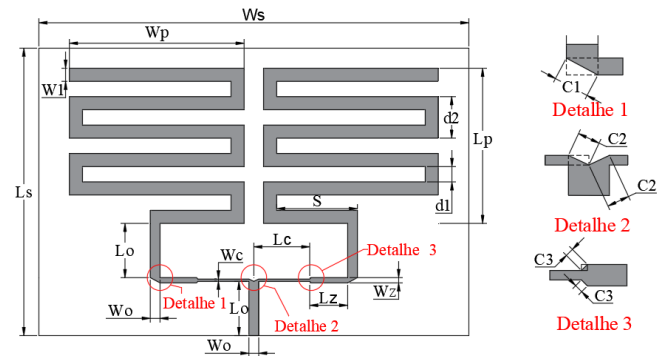


Fig. 10. Design e dimensões do arranjo de antena de microfitas do tipo Meander Line [autoria própria].

TABELA 1. DIMENSÕES DO ARRANJO DE ANTENA DO TIPO MEANDER LINE.

Variável	Dimensões (mm)	Variável	Dimensões (mm)
W_o	3	d1 e d2	4,7 e 12,7
L_o	16,6	L_z	17,2
W_1	4	W_z	1,6
L_p	47,5	L_c	17,6
W_p	53,6	W_c	0,7
S	28,8	C_1	3,4
L_s	88	C_2	0,64
W_s	132	C_3	1,55

B. Simulação

O arranjo de antenas foi modelado no *software* ANSYS HFSS® (*High Frequency Structure Simulator*) 2019, ambiente computacional que possibilita a simulação de estruturas eletromagnéticas por meio do método dos elementos finitos. Segundo [23] o método dos elementos finitos ou *Finite Element Method* (FEM) consiste em um método geral para resolver problemas de valores de fronteira, de modo que o domínio (geometria analisada) é dividido ou discretizado em um número finito de sub-regiões (ou elementos) para a análise de cada elemento individual, em que posteriormente os resultados obtidos são agrupados em um sistema de equações resultante para obter a solução final às condições de contorno impostas.

Desse modo, esse *software* de engenharia permite a análise dos parâmetros das antenas, uma vez que produz virtualmente o comportamento dos campos eletromagnéticos excitados em baixas e altas frequências, possibilitando a otimização de projetos simples e complexos sem a necessidade de grandes gastos de tempo e dinheiro com testes em protótipos reais. Vale ressaltar que os requisitos de armazenamento do computador influenciam na execução da simulação. Para soluções mais precisas é preciso varrer um maior número de pontos, consequentemente elevando o tempo de computação e a quantidade de memória RAM necessária.

Com o auxílio das ferramentas de modelagem fornecidas pelo HFSS® 2019 foi realizado o desenho em 3D da estrutura do arranjo de antenas proposto, visualizado na Fig. 11. Foram utilizados os valores calculados da Tabela 1 para as dimensões iniciais. O método de investigação da variação das dimensões do arranjo consistiu na utilização dessa configuração inicial como base. De modo que cada variável de análise foi modificada individualmente, enquanto as demais dimensões permaneceram inalteradas em seus valores nominais.

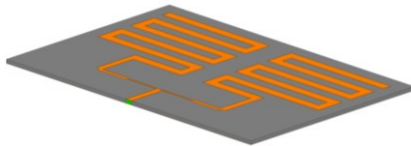


Fig. 11. Arranjo de antenas Meander Line no HFSS® [autoria própria].

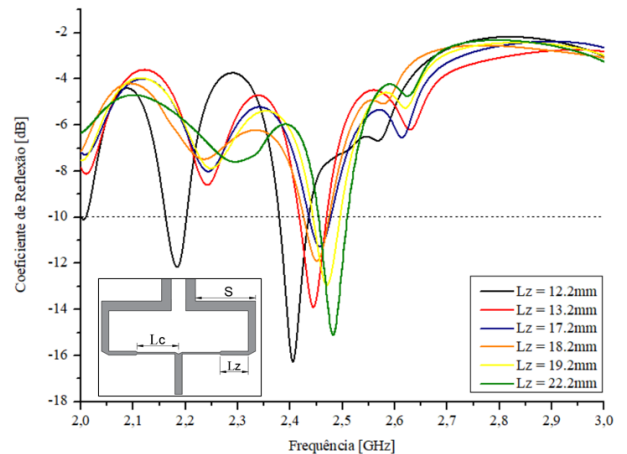
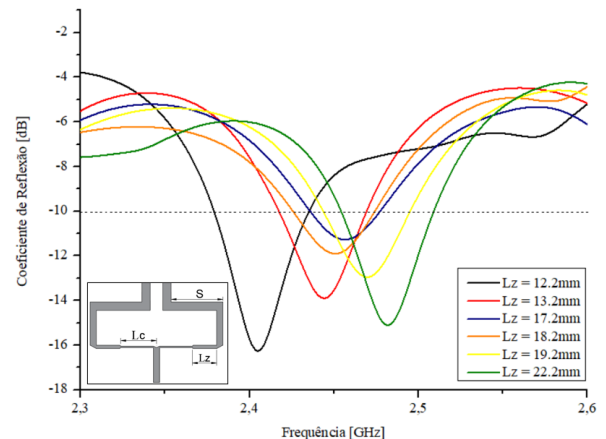
Os limites mínimos e máximos do vetor de variação foram delimitados pelo tamanho do substrato e pela distância entre os *patches* para que eles não se encostassem no centro do arranjo da antena e não ultrapassassem, nas laterais, a borda do substrato, cuja largura e comprimento permaneceram fixos. Desse modo as variáveis estudadas foram alteradas considerando o valor nominal como central, para cinco valores acima e cinco abaixo com passo de 1 milímetro entre eles. O intervalo de varredura de frequência foi de 2 GHz a 3 GHz, compreendendo a faixa ISM 2,4 GHz, definido para um total de 801 pontos e tipo discreto.

IV. RESULTADOS E DISCUSSÕES

O procedimento metodológico foi executado e os resultados obtidos na simulação do arranjo de antena *Meander Line* serão expostos e discutidos nesta seção. Em cada variável analisada será mostrado as curvas referentes ao coeficiente de reflexão para comparação. Em virtude da densidade dos gráficos com as curvas sobrepostas umas às outras, foi escolhido 6 das 11 configurações para plotagem, visando uma melhor percepção na análise. Além disso, na averiguação será observado a mesma quantidade de valores em intervalo de frequência reduzido de 2,3 GHz até 2,6 GHz, de forma a observar com mais precisão a faixa ISM 2,4 GHz.

A. Comprimento do Transformador de ¼ de onda (L_z)

O comprimento do transformador de ¼ de onda foi modificado de 12,2 mm até 22,2 mm com passo de 1 mm gerando um total de 11 configurações. Na Fig. 12 observa-se que em todas as possibilidades a antena ressoaram abaixo de -10 dB de modo que as frequências de operação permanecem dentro do intervalo de 2,4 GHz até 2,50 GHz, estando na faixa ISM 2,4 GHz estudada. Na Fig. 13 percebe-se um certo padrão, em que partindo do valor nominal de 17,2 mm à medida que reduz esse valor, o coeficiente de reflexão diminui e a curva é deslocada para à esquerda. O oposto é observado quando o comprimento aumenta, em que o coeficiente de reflexão também diminui, porém, a curva é deslocada para à direita.

Fig. 12. Variação do coeficiente de reflexão para as dimensões de comprimento do transformador de ¼ de onda (L_z) [autoria própria].Fig. 13. Variação do coeficiente de reflexão para as dimensões de comprimento do transformador de ¼ de onda (L_z) em intervalo de frequência reduzido [autoria própria].

As informações extraídas do gráfico para a frequência central de operação em cada valor de L_z são expostas na Tabela 2. Fica mais fácil perceber que à medida que o comprimento do transformador de $\frac{1}{4}$ de onda diminui, a frequência também diminui. No entanto essa redução não é linear, assim como os valores do coeficiente de reflexão que apresentaram maior desempenho quando L_z atinge as dimensões extremas. Para esse caso, quando $L_z = 12,2$ mm tem-se a menor distância entre os centros dos *patches*, existindo maior influência dos campos mútuos no desempenho da antena. E quando $L_z = 22,2$ mm, tem-se a maior distância entre os centros dos *patches*, de forma que eles se situam muito próximo à borda do substrato.

TABELA 2. RESULTADOS DA VARIAÇÃO DO COMPRIMENTO DO TRANSFORMADOR DE $\frac{1}{4}$ DE ONDA.

L_z [mm]	Frequência Central [GHz]	S (1,1) [dB]
12,2	2,405	-16,271
13,2	2,443	-13,909
14,2	2,448	-13,135
15,2	2,449	-11,889
16,2	2,443	-14,133
17,2	2,455	-11,211
18,2	2,447	-11,856
19,2	2,469	-12,973
20,2	2,480	-11,073
21,2	2,479	-11,474
22,2	2,483	-15,202

B. Comprimento da Linha Casada (L_c)

O comprimento da linha casada foi modificado variando de 12,6 mm até 22,6 mm com passo de 1 mm gerando um total de 11 configurações. Na Fig. 14 se observa assim como na etapa anterior que todas as configurações ressoam com S (1,1) abaixo de -10 dB e dentro do intervalo de 2,4 e 2,5 GHz. Verificando na Fig. 15, a partir do valor nominal de 17,6 mm quando há a diminuição e aumento em uma unidade a curva se deslocou para baixo, melhorando o valor do coeficiente de reflexão. Mas quando atinge os valores extremos a curva é deslocada para cima e para à direita, reduzindo o S (1,1) e aumentando a frequência de operação.

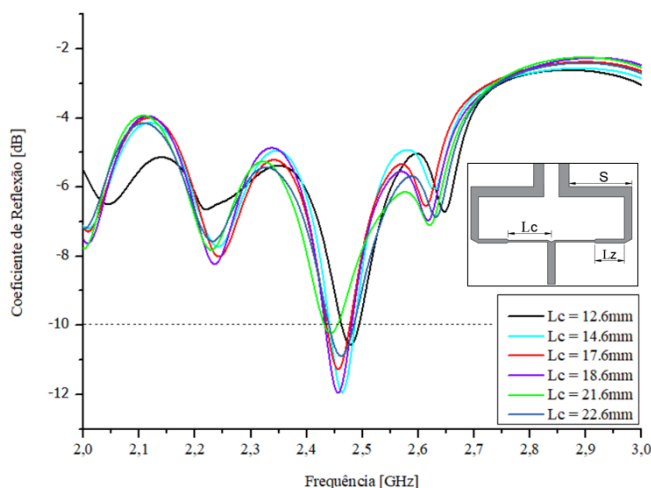


Fig. 14. Variação do coeficiente de reflexão para as dimensões de comprimento da linha casada (L_c) [autoria própria].

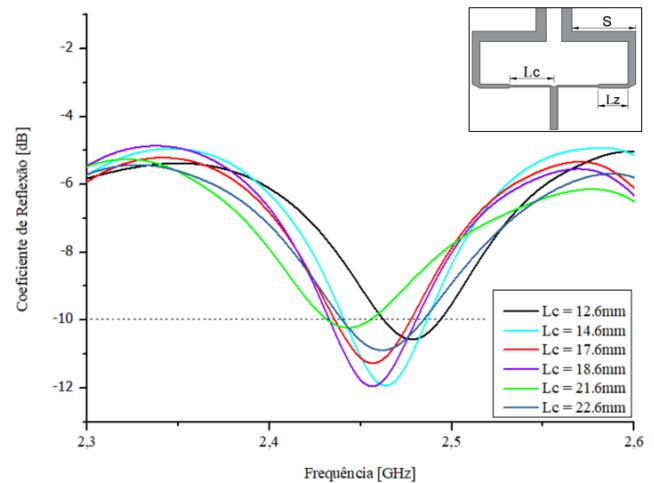


Fig. 15. Variação do coeficiente de reflexão para as dimensões de comprimento da linha casada (L_c) em intervalo de frequência reduzido [autoria própria].

Nota-se também que nessas configurações as curvas permanecem próximas umas das outras e com praticamente o mesmo padrão de comportamento em todo o intervalo de análise. Por meio da Tabela 3, verifica-se esse fato uma vez que em todos os casos a diferença no valor da frequência não ultrapassa 1% em relação a do valor central de 17,6 mm. Uma desvantagem na variação dessa dimensão foi que em todos os pontos simulados os valores de S (1,1) foram próximos de -10dB, não se obteve variação relevante nesse parâmetro.

TABELA 3. RESULTADOS DA VARIAÇÃO DO COMPRIMENTO DA LINHA CASADA.

L_c [mm]	Frequência Central [GHz]	S (1,1) [dB]
12,6	2,480	-10,547
13,6	2,461	-11,527
14,6	2,464	-11,904
15,6	2,459	-10,698
16,6	2,454	-11,433
17,6	2,456	-11,258
18,6	2,456	-11,952
19,6	2,456	-11,345
20,6	2,452	-11,109
21,6	2,443	-10,237
22,6	2,463	-10,887

C. Comprimento da Primeira Linha de Meandro (S)

O comprimento da primeira linha de meandro foi modificado variando de 23,8 mm até 33,8 mm com passo de 1 mm gerando um total de 11 configurações. Na Fig. 16 se observa assim como nas etapas anteriores que todas as configurações ressoam com o coeficiente de retorno abaixo de -10 dB e dentro do intervalo de 2,4 e 2,5 GHz. Entretanto algumas curvas estão bem mais próximas da linha tracejada de -10 dB do que outras. Verifica-se que o padrão de comportamento das curvas é parecido se analisado ao longo do eixo x, em que a alteração de deslocamento é visualmente baixa. Mas ao analisar o padrão ao longo do eixo y, percebe-se que nos pontos de mínimo as curvas são deslocadas para cima e para baixo à medida que se altera o valor de S, sendo essa diferença mais acentuada no intervalo de 2,4 a 2,5 GHz.

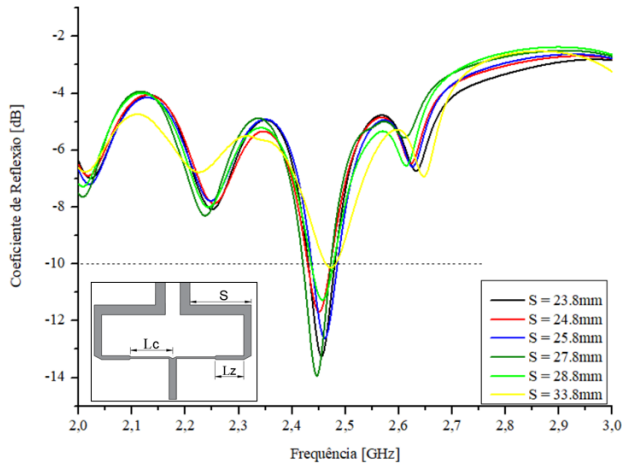


Fig. 16. Variação do coeficiente de reflexão para as dimensões de comprimento da primeira linha de meandro (S) [autoria própria].

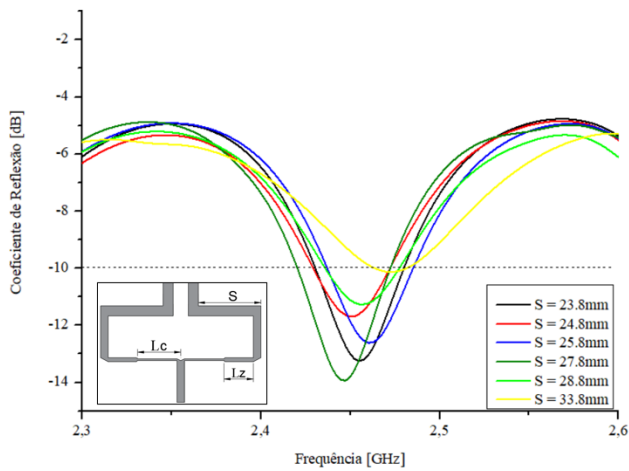


Fig. 17. Variação do coeficiente de reflexão para as dimensões de comprimento da primeira linha de meandro (S) em intervalo de frequência reduzido [autoria própria].

Dessa forma, tem-se que a alteração na dimensão S influencia tanto no valor de $S(1,1)$ como no deslocamento da frequência de operação. Pelos dados da Tabela 4, verifica-se que houveram dois casos em que o arranjo alcançou o objetivo inicial e ressoou na frequência central de 2,45 GHz. Além disso, observa-se que à medida que S aumenta em relação ao valor central de 28,8 mm a frequência também aumenta.

TABELA 4. RESULTADOS DA VARIAÇÃO DO COMPRIMENTO DA PRIMEIRA LINHA DE MEANDRO.

S [mm]	Frequência Central [GHz]	$S(1,1)$ [dB]
23,8	2,445	-13,276
24,8	2,450	-11,686
25,8	2,462	-12,633
26,8	2,450	-13,207
27,8	2,446	-13,956
28,8	2,457	-11,259
29,8	2,452	-12,958
30,8	2,461	-11,182
31,8	2,460	-10,078
32,8	2,467	-10,180
33,8	2,473	-10,132

D. Análise Comparativa e Qualitativa

Em todos os casos analisados se obteve ressonância em frequências que se situaram dentro da faixa ISM 2,4 GHz estudada. E apesar de próximas, apenas duas configurações tiveram frequência de corte igual à do objetivo desejado de 2,45 GHz, que foram quando S foi igual a 24,8 mm e a 26,8 mm. No entanto, o desempenho com relação ao coeficiente de reflexão foi muito próximo de -10 dB. Observou-se que esse problema estar atrelado a ausência de casamento de impedância entre os *patches* e a linha de alimentação. Com a finalidade de melhorar tais resultados, optou-se por variar duas dimensões por vez de modo a obter uma melhor combinação.

Dessa forma foi escolhido para a variável S o valor de 24,8 mm enquanto os valores de L_z e L_c são variados. Sendo que L_z foi alterado de 12,2 mm até 19,2 mm com passo de 1 mm, uma vez que acima desse valor os *patches* da antena excedem a borda do substrato para o novo valor de S . A mesma justificativa é válida para a variável L_c que foi alterada de 12,6 mm até 18,6 mm com passo de 1 mm. A Fig. 18 mostra o comportamento das curvas para a variação de L_z . E na Tabela 5 é mostrado os valores obtidos, onde se observa que duas combinações permitiram a ressonância na frequência de 2,45 GHz. Sendo o caso em que $L_z = 14,2$ mm o mais promissor, com menor valor de $S(1,1)$ simulado.

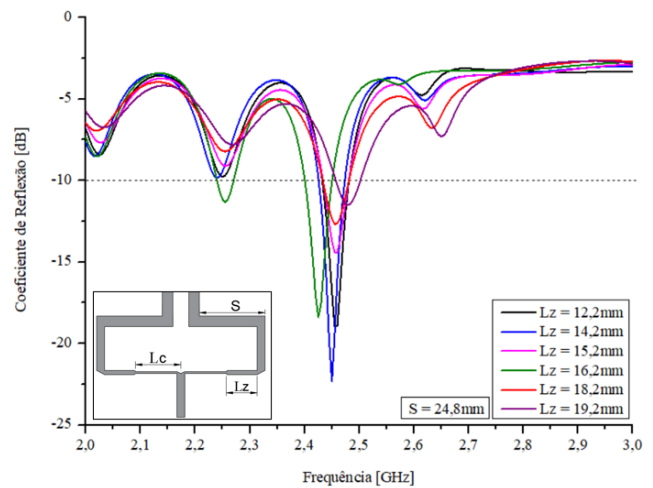


Fig. 18. Variação do coeficiente de reflexão para valor fixo de $S = 24,8$ mm e variação das dimensões de (L_z) [autoria própria].

TABELA 5. RESULTADOS DA VARIAÇÃO DE L_z PARA $S = 24,8$ MM.

L_z [mm]	Frequência Central [GHz]	$S(1,1)$ [dB]
12,2	2,455	-18,974
13,2	2,460	-14,934
14,2	2,450	-22,313
15,2	2,457	-14,401
16,2	2,425	-18,376
17,2	2,450	-11,690
18,2	2,455	-12,669
19,2	2,480	-11,506

Em contrapartida a Fig. 19 mostra o comportamento das curvas para a variação de L_c . E na Tabela 6 é mostrado os valores obtidos, onde se observa que apenas uma combinação permitiu a ressonância na frequência de 2,45 GHz, que foi para $L_c = 17,6$ mm, valor que já havia sido calculado na seção

de variação do comprimento da primeira linha de meandro. Não sendo alcançado em nenhum valor a frequência de corte desejada.

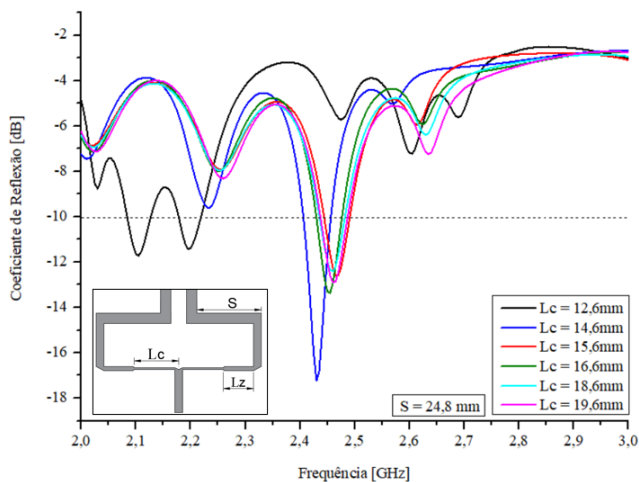


Fig. 19. Variação do coeficiente de reflexão para valor fixo de $S = 24,8$ mm e variação das dimensões de (L_c) [autoria própria].

TABELA 6. RESULTADOS DA VARIAÇÃO DE L_c PARA $S = 24,8$ MM.

L_c [mm]	Frequência Central [GHz]	$S(1,1)$ [dB]
12,6	2,105 e 2,197	-11,713 e -11,420
13,6	2,455	-12,589
14,6	2,430	-17,232
15,6	2,467	-12,588
16,6	2,455	-13,363
17,6	2,450	-11,686
18,6	2,460	-12,419
19,6	2,460	-12,906

De maneira resumida, observa-se na Tabela 7 o que mais influenciou na variação de cada variável estudada.

TABELA 7. COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS.

Variável	Frequência Central	$S(1,1)$
L_z	Aumenta à medida que os valores aumentam, deslocando a curva para a direita	É menor para os valores extremos
L_c	É maior para os valores extremos. Não variou muito com os valores próximo ao central (17,6 mm)	É menor para os valores próximos ao central (17,6 mm)
S	Aumenta para os valores maiores que o central (28,8 mm)	É maior para valores menores que o central (28,8 mm)

E. Resultado Otimizado

Após a execução e verificação das etapas de simulação foi encontrado uma melhor solução de resposta para o arranjo de antena *Meander Line* para a frequência de 2,45 GHz estudada. A solução consiste na configuração equivalente aos valores nominais informados da Tabela 1, com exceção dos valores das variáveis L_z e S que assumem respectivamente 14,2 mm e 24,8 mm. Esse resultado otimizado e de maior desempenho comparado aos demais foi detectado na simulação das dimensões da Fig. 12. Essa combinação entre os tamanhos do transformador de $\frac{1}{4}$ de onda e da primeira linha de meandro estabeleceu casamento de impedância satisfatório.

Na Fig. 20 tem-se a curva referente a variação do coeficiente de reflexão para o resultado otimizado, em que a

antena ressoou com frequência central (f_c) igual a 2,45 GHz para um valor de -23,313 dB de $S(1,1)$. Além de uma largura de banda estreita de 49 MHz obtida pela diferença entre a frequência inferior ($f_1 = 2,424$ GHz) e superior ($f_2 = 2,473$ GHz) obtidas quando o coeficiente de reflexão é igual a -10 dB.

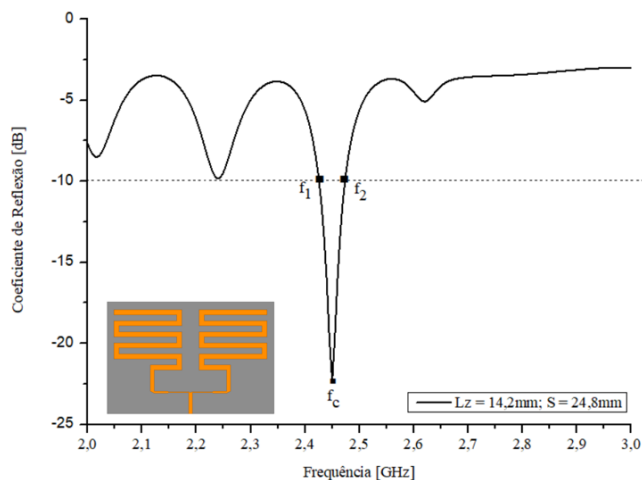


Fig. 20. Curva da variação do coeficiente de reflexão para a configuração mais otimizada [autoria própria].

Nas Fig. 21 a 25 têm-se o comportamento eletromagnético do arranjo de antenas *Meander Line* obtidos por meio da simulação no ANSYS HFSS®. Observando os diagramas de radiação 2D e 3D se percebe que o arranjo de antenas irradia em todas as direções e existe uma maior intensidade no intervalo angular de -60° a 60° . Apresenta um ganho máximo de -8,63 dB. E pela distribuição da radiação sobre o plano do arranjo de antenas se percebe que ele é mais intenso no centro, onde há maior densidade de campo eletromagnético mútuo, entre os *patches* de linhas de meandro.

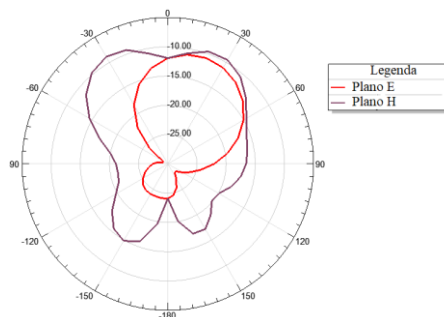


Fig. 21. Diagrama de radiação 2D do resultado otimizado [autoria própria].

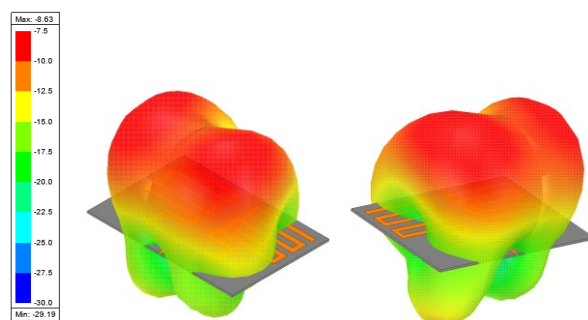


Fig. 22. Diagrama de radiação 3D do resultado otimizado [autoria própria].

Na representação da Fig. 23, nota-se que a concentração da densidade de corrente é mais intensa na entrada, onde é acoplado o conector, e na junção entre a linha casada e o transformador de $\lambda/4$. É observado também que o mesmo ocorre nas duas primeiras linhas horizontais maiores de meandro, sendo que a densidade reduz à medida que se aproxima da última linha. Por fim, nas Fig. 24 e 25 é visualizado o comportamento vetorial dos campos elétrico (E) e magnético (H) a partir da vista lateral direita do *design* do arranjo. Em que ocorre maior densidade e intensidade do campo E na linha de transmissão e nos centros dos *patches*, porque então mais próximos do ponto de excitação na entrada. O campo H não é tão expressivo e possui maior quantidade de vetores com angulações menores que 90° com o plano da antena.

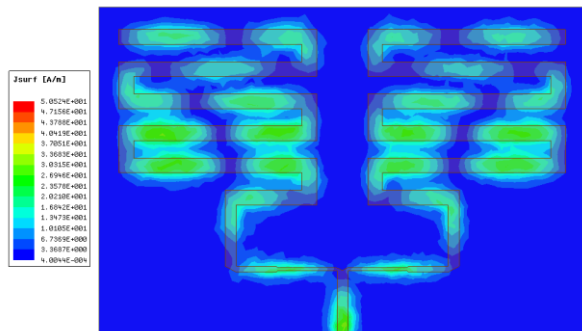


Fig. 23. Distribuição da densidade de corrente do resultado otimizado [autoria própria].

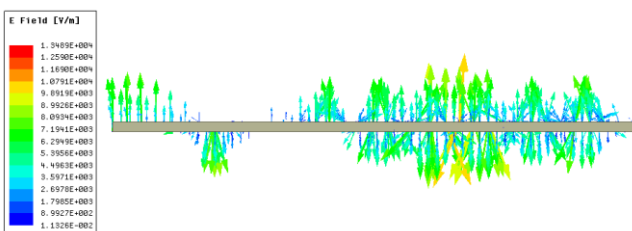


Fig. 24. Distribuição do campo elétrico vetorial E do resultado otimizado [autoria própria].

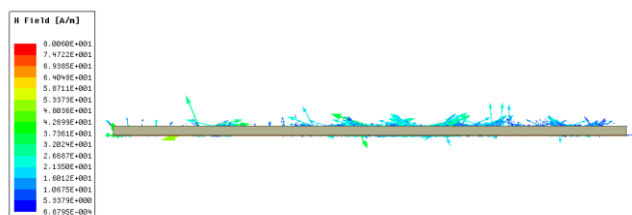


Fig. 25. Distribuição do campo magnético vetorial H do resultado otimizado [autoria própria].

V. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este artigo proporcionou a análise do projeto e simulação em ambiente computacional de um arranjo planar de antenas do tipo *Meander Line*. De modo que foi realizado uma investigação a respeito dos efeitos causados no desempenho dos seus parâmetros quando ocorre variações nos valores das dimensões de sua estrutura. Sendo elas o comprimento do transformador de $\lambda/4$ de onda, o comprimento da linha a ser casada e o comprimento da primeira linha de meandro. Para

isso, foi verificado as curvas do coeficiente de reflexão para a variação de cada variável escolhida.

Os resultados finais se mostraram satisfatórios, viabilizando a importância do método de estudo abordado. Em que se percebeu que há variação da impedância da linha a ser casada quando altera a dimensão de L_c . E que essa variação não influencia tanto quanto o L_z no deslocamento da frequência central ao longo do eixo x. Uma vez que o comprimento do transformador de $\lambda/4$ de onda quem controlou melhor o casamento de impedância, fornecendo menores valores para o coeficiente de reflexão. Além disso, observou-se que apesar de em todos os casos existir a operação dentro da faixa ISM 2,4 GHz estudada, na maioria deles, variar somente uma variável não foi suficiente para alcançar o objetivo desejado de ressoar na frequência central de 2,45 GHz.

Diante disso, realizando a modificação de duas variáveis por vez se conseguiu uma melhor combinação para o casamento de impedância gerando uma solução que apresentou melhor desempenho referente ao coeficiente de reflexão operando em 2,45 GHz. É mais rápido e vantajoso variar duas variáveis por vez para que se encontre uma compatibilidade entre as dimensões das variáveis, de forma que a redução da impedância de uma compense na outra.

O arranjo planar de antenas do tipo *Meander Line* projetado e simulado está empiricamente apto para ser confeccionado, medido e utilizado para aplicações na comunicação móvel em trabalhos futuros. Vale ressaltar ainda como sugestões para trabalhos futuros a análise da influência da utilização de curvas chanfradas nas curvas dos meandros da antena. E a redução do tamanho do arranjo de antenas para operação na mesma frequência estudada de 2,45 GHz, com a finalidade de incorporá-lo em ambientes ainda mais compactos. Formação de arranjos maiores como por exemplo 4×4 . Além de utilizar na simulação valores reais de condutividade e permissividade do material utilizado para confecção.

REFERENCIAS

- [1] Montalvão, E. S. R. et al. Um método simples para ajustar a frequência de ressonância de uma FSS. Curitiba, out. 2011.
- [2] IEEE Std 145 – Standard Definitions of Terms for Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. AP-31, n. 6, Part II, 1993.
- [3] Rocha, Jessica P. M; Mendes, Cíntia J.; Lima, Jayne dos Santos; Silva, Jefferson Costa e.; Neto, Alfrêdo G. Caracterização e confecção de uma antena de microfita para recepção de TV digital e aplicação em notebooks através do Ansoft HFSS. Revista Principa. Divulgação Científica e Tecnológica do IFPB. Nº 21. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba. 2012. João Pessoa-PB.
- [4] Wang, Hanyang Y. and Lancaster, Michael J. Aperture-coupled thin-film superconducting meander antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. VOL. 47, NO. 5, May, 1999.
- [5] Medeiros, Thiago Esley de Lima. Antenas de Microfita sobre substrato dielétrico organizado de forma quase periódica. Dissertação de mestrado. Programa de Pós-graduação em Sistemas de Comunicação e Automação. Universidade Federal Rural do Semi-Árido. 2013. Mossoró-RN.
- [6] ALMEIDA FILHO, V. A. Arranjos Log-periódicos compactos em microfita com elementos fractais de Koch. 2010. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2010.
- [7] Araújo, Alexandre de Moraes. Projeto De Antena De Microfita Com Polarização Circular Para Aplicação Em Veículos Aéreos Não Tripulados / Alexandre de Moraes Araújo. - 2018. 78 f. : il.

- [8] Casamento de impedância de antenas. Cap. 12. Pág. 231-246. Disponível em: < <https://docplayer.com.br/9848732-Casamento-de-impedancia-de-antenas.html> >. Acesso em 03 de Junho de 2022.
- [9] Balanis, Constantine A.. Teoria de antenas: análise e síntese, volume 2 / Constantine A. Balanis; tradução J. R. Souza; revisão Silvio Ernesto Barbin, J. R. Souza. - [Reimpr.]. Rio de Janeiro: LTC, 2014. 2v.
- [10] Evans, J.A. & Ammann, M.J. & Modro, Joseph. (2008). Reduction of ground-plane-dependent effects on microstrip-fed printed rectangular monopoles. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*. 2. 42 - 47. 10.1049/iet-map:20070053.
- [11] Huang, J. (1983). The finite ground plane effect on the microstrip antenna radiation patterns. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 31(4), 649–653. doi:10.1109/tap.1983.1143108.
- [12] Antena de Linha Meandro STNVS para Comunicações LTE. *Revista Internacional de Tendências Recentes e de Inovação em Computação e Comunicação*, [S. l.] , v. 2, n. 3, pág. 411–416, 2014. DOI: 10.17762/ijritcc.v2i3.2984. Disponível em: <https://ijritcc.org/index.php/ijritcc/article/view/2984>. Acesso em: 27 de maio. 2022.
- [13] Calla, O. P. N. et al. Empirical Relation for Designing the Meander Line Antenna. *International Conference On Recent Advances In Microwave Theory And Applications. IEEE 2008*, p.695-698.
- [14] DHgate, 2004. Disponível em: <<https://pt.dhgate.com/product/electronic-components-supplies-bluetooth/547888539.html>>. Acesso em 31 de Maio de 2022.
- [15] Stutzman, Warren L. Teoria e projeto de antenas / Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele ; Tradução e Revisão Técnica J. R. Souza. – 3. ed. – Rio de Janeiro : LTC, 2017. Tradução de: *Antenna theory and design*.
- [16] Alencar, M. S. de.; Queiroz, W. J. L. de. Ondas eletromagnéticas e teoria de antenas, 1rd ed.; São Paulo: Érica, Brasil, 2010; p. 1 – 225.
- [17] Andrade, Betoven Oliveira de. Estudo de Arranjos de Antenas de Microfita com Patch Quase-Fractal para Comunicações Sem Fio. Betoven Oliveira de Andrade. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal Rural do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós Graduação Engenharia Elétrica e da Computação. Natal-RN, 2014. 72 f.
- [18] Ma, M.; Deng, K. The Study and Implementation of Meander- Line Antenna for an Integrated Transceiver Design. *Dissertation. University of Gävle ITB/ Eletronics, Suécia*, 2010.
- [19] Balanis, C. A.; *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3º ed.; New Jersey: Wiley-interscience, EUA, 2005; p. 1 – 1047.
- [20] Caetano, Leonardo Martins. Aplicações de Arranjos de Antenas de Microfita com Patch Supercondutor. 2010. Dissertação de Mestrado. Engenharia Elétrica e Computação. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Natal-RN, 2010.
- [21] Pereira, Thomas Tadeu de Oliveira. Estudo e desenvolvimento de antena de microfita aplicada à veículos aéreos não tripulados para inspeção em linhas de transmissão / Thomas Tadeu de Oliveira Pereira. - 2018. 131 f. : il.
- [22] Teleco, 2022. Disponível em: <https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialredeswifi1/pagina_5.asp>. Acesso em 31 de Maio de 2022.
- [23] Josefsson, L. and Persson, P. *Conformal Array Antenna Theory and Design*. IEEE Antennas and Propagation Society, Sponsor. A Wiley-Interscience Publication. © 2006 IEEE.
- [24] ANSYS®, High Frequency Structure Simulator, release 19.2, ANSYS, Inc.