

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

FELIPE WELKE

ANTENA DUPLA-FAIXA PARA TELEFONIA MÓVEL CELULAR

**Alegrete
2014**

FELIPE WELKE

ANTENA DUPLA-FAIXA PARA TELEFONIA MÓVEL CELULAR

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Marcos Vinício Thomas Heckler.

**Alegrete
2014**

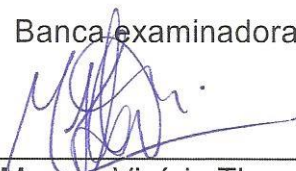
FELIPE WELKE

ANTENA DUPLA-FAIXA PARA TELEFONIA MÓVEL CELULAR

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 22 de Agosto de 2014.

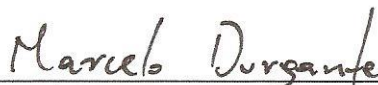
Banca examinadora:



Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
Orientador
Engenharia Elétrica - UNIPAMPA



Prof. Me. Edson Rodrigo Schlosser
Engenharia de Telecomunicações - UNIPAMPA



Prof. Marcelo Hahn Durgante
Engenharia Elétrica - UNIPAMPA

*Dedico este trabalho a Deus, em especial
também a minha família e todos aqueles
que me apoiaram durante esta jornada.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por me dar discernimento e por me acompanhar durante todos os momentos de minha graduação, fortalecendo-me nos novos desafios que foram apresentados durante esta etapa.

A todos os meus colegas de graduação pela amizade e pelas diversas horas de estudos que compartilhamos, passando muitas vezes noites em claro resolvendo exercícios, fazendo trabalhos e repassando conhecimentos. Pelos momentos de descontração, churrascos, festas e pelas várias situações vividas que nos faziam esquecer por um momento as dificuldades que a faculdade muitas vezes oferecia.

Ao meu colega e amigo Cleiton Lucatel, que dividiu comigo a maior parte de minha jornada acadêmica, auxiliando-me nos estudos, projetos e trabalhos, partilhando muitas vezes dificuldades e decepções, mas também superando tudo com bom humor e momentos agradáveis. Obrigado pelo suporte, pelo auxílio e principalmente pela amizade durante todos esses anos.

Agradeço ao Professor Marcos Vinício Thomas Heckler pela confiança em mim depositada e paciência ao orientar-me durante mais de dois anos de graduação, pelo incentivo, pela dedicação em suas orientações e também pela amizade.

Agradeço a todos meus professores de graduação que foram presentes e esforçaram-se ao repassar o máximo de conhecimento possível.

“Bem-aventurado o homem que acha sabedoria, e o homem que adquire conhecimento;

Porque é melhor a sua mercadoria do que artigos de prata, e maior o seu lucro que o ouro mais fino.

Mais preciosa é do que os rubis, e tudo o que mais possas desejar não se pode comparar a ela.”

Provérbios 3:13-15.

RESUMO

Este trabalho apresenta resultados do estudo de uma antena em tecnologia de microfita com o *patch* em formato de E. Os principais resultados do estudo paramétrico dessa antena são apresentados, destacando-se os efeitos da variação das dimensões da antena. Tais variações foram estudadas com a ajuda do software de simulação eletromagnética *Ansoft Designer*[®]. Este trabalho também apresenta o projeto e os resultados do estudo de uma antena log-periódica impressa, com destaque para os principais parâmetros de projeto para a linha de alimentação e dos dipolos. Ao contrário do que é normalmente encontrado na literatura, o projeto da antena é abordado partindo-se da consideração dos parâmetros do laminado dielétrico. Adicionalmente, os resultados do projeto de uma antena log-periódica em circuito impresso com operação em dupla faixa de frequência são apresentados e discutidos, com banda larga, atendendo aos requisitos de operação para as duas grandes bandas de frequência de telefonia móvel celular do Brasil. Os resultados das antenas log-periódicas em circuito impresso foram obtidos numericamente com a utilização do simulador eletromagnético *Ansys HFSS*[®].

Palavras-chave: Antenas de microfita, Antenas log-periódicas impressas, Antenas dupla faixa com banda larga, telefonia móvel celular.

ABSTRACT

This work presents a study of an *E*-shaped patch to obtain dual-band operation. The main results of the parametric study of this antenna are presented, whereby the effects of varying the dimensions of the antenna have been analyzed with the electromagnetic simulation software *Ansoft Designer*[®]. Additionally, it presents the design and results of the study of a printed log-periodic antenna with emphasis to the discussion of a straight-forward design procedure. In contrast to what is usually found in the literature, this work discusses the results of the design of a log-periodic antenna PCB with dual-band operation, so as to comply with the operating requirements for the two main frequency bands of mobile communications in Brazil. The results for the designed printed log-periodic antennas were obtained numerically using the electromagnetic simulator ANSYS *HFSS*[®].

Keywords: microstrip antennas, log-periodic antennas printed dual-band antennas with broadband, mobile communications.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estrutura básica de uma antena impressa	17
Figura 2 - Exemplos de modelos de <i>patches</i> para antenas impressas	18
Figura 3 - Alimentação por linha de microfita	19
Figura 4 - Circuito equivalente do método de alimentação	19
Figura 5 - Excitação da antena por prova coaxial	20
Figura 6 - Excitação de um <i>patch</i> retangular para irradiação da onda eletromagnética	21
Figura 7 - Distribuição de campo na antena	21
Figura 8 - Estrutura da rede log-periódica	23
Figura 9 - Diagrama de irradiação resultante, (a) plano E, (b) plano H	25
Figura 10 - Alimentação de dipolos com cabo coaxial	25
Figura 11 - Distribuição de correntes na antena	28
Figura 12 - Circuito equivalente do braço central (maior frequência)	28
Figura 13 - Circuito equivalente aos braços superior e inferior (menor frequência)	29
Figura 14 - Vista superior e seção transversal do <i>patch</i> em forma de E	30
Figura 15 - Coeficiente de reflexão referente à variação de $W2$ e $W4$	32
Figura 16 - Carta de Smith referente à variação de $W2$ e $W4$	33
Figura 17 - Coeficiente de reflexão referente à variação de $L3$ e $L5$	34
Figura 18 - Carta de Smith referente à variação de $L3$ e $L5$	34
Figura 19 - Coeficiente de reflexão referente à variação de $L4$	35
Figura 20 - Carta de Smith referente à variação de $L4$	36
Figura 21 - Coeficiente de reflexão referente à variação de $W3$	37
Figura 22 - Carta de Smith referente à variação de $W3$	37
Figura 23 - Coeficiente de reflexão referente à variação de $W1$	38
Figura 24 - Carta de Smith referente à variação de $W1$	39
Figura 25 - Coeficiente de reflexão referente aos resultados finais obtidos	40
Figura 26 - Distribuição das correntes ao longo da antena na frequência central da banda superior	41
Figura 27 - Diagrama de irradiação na frequência central da banda superior	41
Figura 28 - Distribuição das correntes ao longo da antena na banda inferior	42
Figura 29 - Diagramas de ganho da menor frequência de ressonância	42
Figura 30 - Antena log-periódica convencional, composta por cilindros metálicos	44
Figura 31 - Antena log-periódica impressa	45
Figura 32 - (a) Seção transversal da linha de fitas paralelas com linhas de campo elétrico no modo ímpar; (b) Seção destacando o plano de simetria entre as fitas superior e inferior; (c) Modelo equivalente composto de 2 microfita isoladas por um plano de terra	47
Figura 33 - Antena log-periódica em circuito impresso com as principais dimensões de projeto	50
Figura 34- Antena alimentada por uma <i>waveport</i>	52
Figura 35 - Impedância de entrada com alimentação por <i>waveport</i>	53

Figura 36 - Coeficiente de reflexão da alimentação por <i>waveport</i>	54
Figura 37 - Antena alimentada por conector coaxial na mesma posição da linha de alimentação da antena.....	55
Figura 38 - Coeficiente de reflexão da alimentação por conector coaxial na posição 1	55
Figura 39 - Antena alimentada por conector coaxial na posição oposta a linha de alimentação da antena.....	56
Figura 40 – Coeficiente de reflexão da alimentação por conector coaxial na posição 2.....	57
Figura 41 - Antena alimentada por conector coaxial sem bordas	57
Figura 42 - Coeficiente de reflexão da alimentação por conector coaxial na posição 3	58
Figura 43 – Comparação das três posições de alimentação por conector coaxial.....	59
Figura 44 - Antena alimentada por cabo semi-rígido ligando as duas trilhas pela parte externa do dielétrico	60
Figura 45 - Coeficiente de reflexão da alimentação por cabo semi-rígido com conexão externa.....	61
Figura 46 - Antena alimentada por cabo semi-rígido ligando as duas trilhas pela parte interna do dielétrico	62
Figura 47 - Coeficiente de reflexão da alimentação por cabo semi-rígido com conexão interna.....	62
Figura 48 - Comparação das posições dos semi-rígidos.....	63
Figura 49 – Impedância de entrada traçada na carta de Smith para a banda total....	64
Figura 50 - Coeficiente de reflexão da secção de frequência superior.....	65
Figura 51 - Coeficiente de reflexão da secção de frequência inferior.....	65
Figura 52 - Diagrama de irradiação na frequência de 0,9 GHz	66
Figura 53 - Diagrama de irradiação na frequência de 1,9 GHz	67
Figura 54 – Antena Log-periódica sem um dipolo central.....	69
Figura 55 – Coeficiente de reflexão para a antena log-periódica dupla-faixa	70
Figura 56 - Carta de Smith da banda total.....	71
Figura 57 - Coeficiente de Reflexão da banda inferior	72
Figura 58 - Coeficiente de Reflexão da banda superior.....	72
Figura 59 – Diagrama de irradiação da banda inferior para a antena log-periódica dupla-faixa.....	73
Figura 60 – Diagrama de irradiação da banda superior para a antena log-periódica dupla-faixa.....	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dimensões otimizadas da antena.....	30
Tabela 2 - Dimensões finais da antena em E	40
Tabela 3 - Tabela de parâmetros dos dipolos.....	52

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	
RESUMO	
ABSTRACT	
LISTA DE FIGURAS	
LISTA DE TABELAS	
1. INTRODUÇÃO	14
2. ANTENAS IMPRESSAS E LOG-PERÍODICAS	16
2.1 Antenas Impressas.....	16
2.1.1. Parâmetros Construtivos	17
2.1.2. Métodos de Alimentação	18
2.1.3. Mecanismo de Irradiação da Antena de Microfita.....	20
2.2 Antenas Log-periódicas.....	22
2.2.1 Princípios de Irradiação da Antena Log-periódica	23
2.2.2 Alimentação da Antena.....	23
2.3 Antenas Dupla Faixa com Banda Larga.....	26
3. ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR COM DUAS FENDAS	
PARALELAS	26
3.1 Distribuição das Correntes	27
3.2 Topologia	29
3.3 Estudo Paramétrico da Antena de Microfita Retangular com Duas Fendas Paralelas.....	30
3.3.1 Variação de W_2 e W_4	32
3.3.2 Variação de L_3 e L_5	33
3.3.3 Variação de L_4	35
3.3.4 Variação de W_3	36
3.3.5 Variação de L_1	38
3.3.6 Variação de W_1	38
3.3.7 Variação de Y_0	39
3.4 Resultados da Antena de Microfita Retangular com Duas Fendas Paralelas	

4. ANTENA LOG-PERÍÓDICA	44
4.1 Antena Log-Periódica Convencional	44
4.2 Antena Log-Periódica Impressa	45
4.3 Equacionamento para Projeto de uma Antena Log-Periódica Impressa	46
4.4 Projeto de uma Antena Log-Periódica Impressa para Estações Rádio-Base 50	
4.4.1 Procedimento de Cálculo das Dimensões da Antena	51
4.4.2 Posição do Conector	54
4.5 Análise Eletromagnética da Antena Projetada	63
5. ANTENA LOG-PERÍÓDICA IMPRESSA DUPLA-FAIXA	68
5.1 Análise Eletromagnética da Antena Log-Periódica Impressa Dupla-Faixa ..	69
6. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	75
REFERÊNCIAS.....	77
ANEXO I.....	78

1. INTRODUÇÃO

Antenas são dispositivos utilizados para receber ou transmitir sinais de rádio-frequência através da conversão de ondas eletromagnéticas em sinais elétricos. Em sistemas de comunicações móveis, elas são usadas para estabelecer uma ligação entre as estações de rádio. Em muitos casos, uma das antenas é móvel, enquanto a outra permanece fixa. Este é o caso de sistemas de telefonia celular, em que alguns usuários (veículos ou pessoas) carregam aparelhos portáteis, enquanto as estações de rádio-base (ERBs) são as chaves para estabelecer a conexão de rádio. Por isso, para um bom sinal de comunicação com os receptores celulares, diversas considerações devem ser levadas em conta, a fim de minimizar interferências entre duas estações de base adjacentes e para reduzir o nível de potência transmitida.

A fim de cobrir as todas as faixas de frequência utilizadas pelas operadoras de telefonia celular no Brasil, foram estudadas topologias de antenas de modo a operar em duas bandas de frequência, uma mais baixa, de 824 a 960 MHz (15,3%), e outra mais alta de 1710 a 2165 MHz (23,5%). De acordo com as especificações técnicas da ANATEL, para uma antena utilizada em ERBs, assumiram-se valores de coeficiente de reflexão menores ou iguais a -10 dB nas bandas de interesse, polarização linear, ganho de 8 dBi, largura de feixe no plano horizontal 60 graus (ERBs com 6 setores) e impedância de entrada de 50 Ω .

O estudo iniciou-se com uma antena em tecnologia de microfita, mostrada na seção 2. Elas tornaram-se muito populares na década de 1970, principalmente em aplicações espaciais, pois são simples, de baixo custo de fabricação utilizando tecnologia de circuitos impressos, são mecanicamente robustas e podem ser montadas em aeronaves, mísseis, satélites ou outros veículos. Foi escolhido este tipo de topologia de antena, por sua construção ser fisicamente mais vantajosa em comparação a outras estruturas encontradas na literatura.

Modificações na topologia básica desta antena precisaram ser feitas para que a mesma pudesse atuar dentro das especificações propostas. Portanto, foi realizado um estudo paramétrico para entender melhor as alterações na impedância de entrada que a variação de um dado parâmetro causa e, então, poder compreender a física da antena.

Outro elemento estudado foi a antena log-periódica, apresentada na seção 3. Desenvolvida por D. E. Isbell em 1958 e divulgada a partir de 1960, sua versão

original era constituída de uma rede de dipolos ativos e de comprimentos variados, onde os elementos mais longos ditam a frequência mais baixa de operação e os mais curtos a mais alta. Optou-se por trabalhar com esta topologia por ela ter a operação em uma grande faixa de frequência. Uma análise algébrica minuciosa foi feita para a compreensão do funcionamento da topologia.

Como antenas log-periódicas convencionais possuem tamanho e custo elevado, optou-se por utilizar a tecnologia de circuito impresso para amenizar estes inconvenientes. Uma análise eletromagnética foi realizada, da qual resultaram diferenças apresentadas pelo simulador quando este fora configurado com larga faixa de operação ao invés da utilização de faixas estreitas, além de variações no método de alimentação da antena.

Modificações na topologia original da log-periódica foram realizadas para que a mesma pudesse atuar com dupla faixa. Tais mudanças são apresentadas na seção 4. A principal modificação na estrutura foi a retirada de um de seus dipolos.

2. ANTENAS IMPRESSAS E LOG-PERIÓDICAS

Em 1886, com a finalidade de testar e provar o estudo de teorias eletromagnéticas foram criadas por Heinrich Rudolf Hertz as primeiras antenas. Eram constituídas de duas placas metálicas conectadas a dois bastões de metal, que eram ligados a duas esferas. Uma bobina que gerava descargas por centelhamento era adaptada às esferas, e, quando as centelhas atravessavam o espaço entre as esferas, eram produzidas ondas eletromagnéticas oscilatórias nos bastões [1].

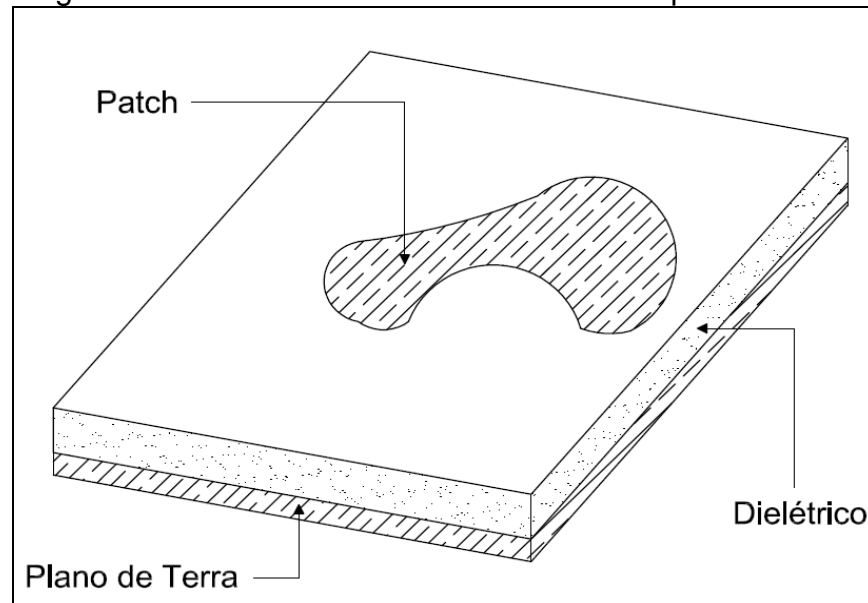
Desde então, cada vez mais foi se aprimorado o projeto de Heinrich Hertz, com novas maneiras de se transmitir e receber ondas eletromagnéticas. Atualmente, as antenas ganham estruturas cada vez mais complexas e são de extrema importância para comunicação moderna.

2.1 Antenas Impressas

Antenas impressas são irradiadores que são construídos com tecnologia de placas de circuito impresso (PCI). A geometria da antena é obtida através da corrosão ou por meio de uma fresa prototipadora. Uma topologia bastante conhecida dentre as antenas impressa é a antena de microfita. Esses irradiadores constituem-se basicamente de uma camada dielétrica com uma placa condutora (*patch*) sobreposta, na face oposta do dielétrico, um plano de terra, como mostrado na Figura 1.

A ideia surgiu na década de 1950, porém foi a partir de 1970 que ocorreu seu maior crescimento, com a concepção da energia irradiada a partir de descontinuidades em linhas de microfita. Com a evolução da tecnologia de circuitos impressos, diversos modelos de antenas ganharam progressivas miniaturizações e alterações no sistema de alimentação e no formato do elemento irradiador [4].

Figura 1 - Estrutura básica de uma antena impressa



Fonte: Adaptado de Justino (2012)

Antenas impressas possuem a vantagem de serem estruturas pequenas, com baixo peso e facilidade de construção com tecnologia de circuito impresso, são compactas, o que permite seu emprego em sistemas móveis; a possibilidade de montagem em estruturas curvas, de integração com outros dispositivos eletrônicos e facilidade de construção em redes são outras grandes vantagens desse tipo de estrutura [8]. Porém, estas antenas possuem alguns inconvenientes, tais como perdas atribuídas a características do dielétrico, que é agravado com a presença de ondas de superfície na interface do dielétrico com o meio externo, dificuldade de pureza de polarização da onda irradiada, e a dificuldade de operação com grandes potências.

2.1.1. Parâmetros Construtivos

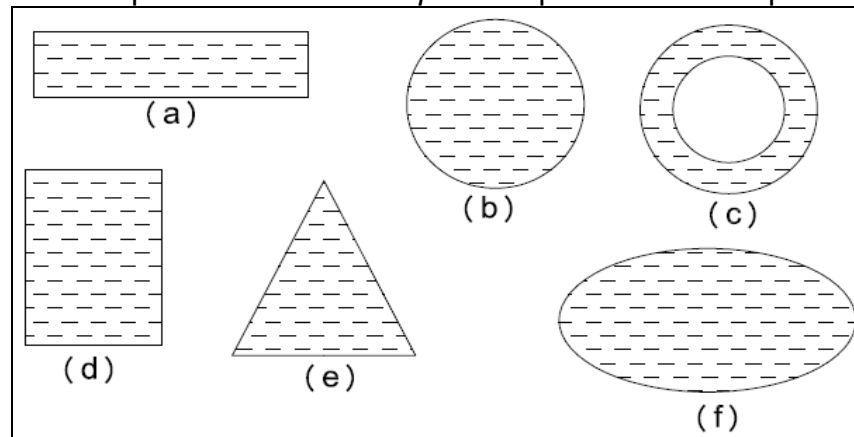
Alguns parâmetros construtivos principais regem a operação destas antenas. Um deles é a constante dielétrica do substrato, que tem influência significativa na largura da faixa da antena e em sua eficiência de irradiação. Quanto menor a constante dielétrica do substrato, menor será a excitação de ondas de superfície, e maior será a eficiência de irradiação. Estruturas usuais costumam ter valores de constante dielétrica entre 2 e 10.

Outro parâmetro importante é a espessura do substrato, que influi no acoplamento entre a alimentação e o elemento irradiador, e tem efeito sobre a

largura de faixa em relação ao coeficiente de onda estacionária. Com um substrato mais espesso, existe uma garantia de maior largura de faixa, porém ocorre redução da eficiência no acoplamento de potência entre a linha de transmissão e a antena.

Outro fator são as dimensões do elemento irradiador, sendo que, dependendo de sua configuração, podem ocorrer mudanças na impedância de entrada, nas características de irradiação, na frequência de ressonância e na largura da faixa. Os formatos mais comuns para elemento irradiador são as formas retangular (Fig. 2 (d)), circular (Fig. 2 (b)), elíptica (Fig. 2 (f)), em anel plano (Fig. 2 (c)).

Figura 2 - Exemplos de modelos de *patches* para antenas impressas

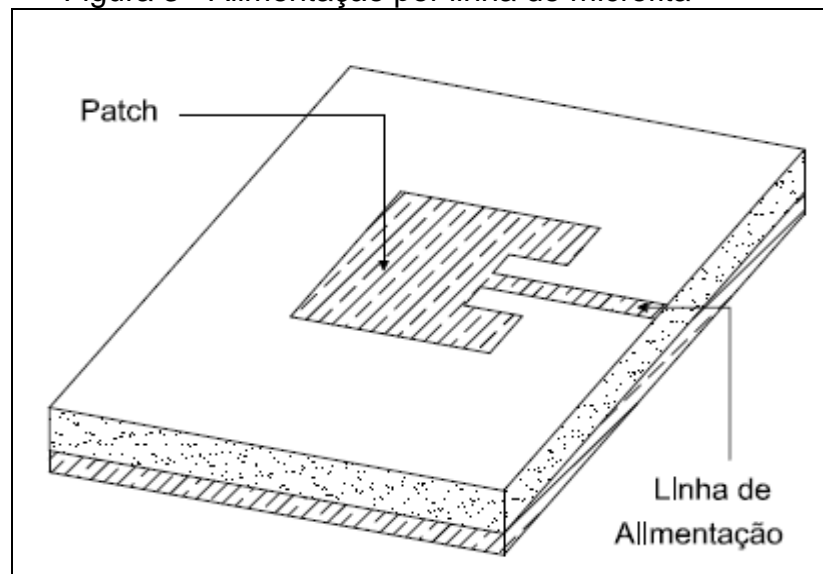


Fonte: Adaptado de Justino (2012)

2.1.2. Métodos de Alimentação

Os métodos de alimentação mais utilizados são por linha de microfitas, prova coaxial, acoplamento eletromagnético por abertura e acoplamento eletromagnético por proximidade.

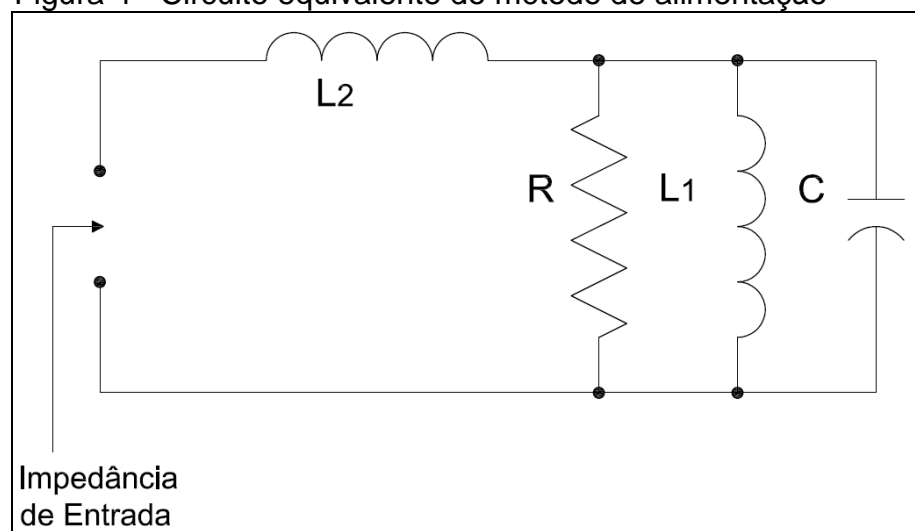
Figura 3 - Alimentação por linha de microfita



Fonte: Adaptado de Justino (2012)

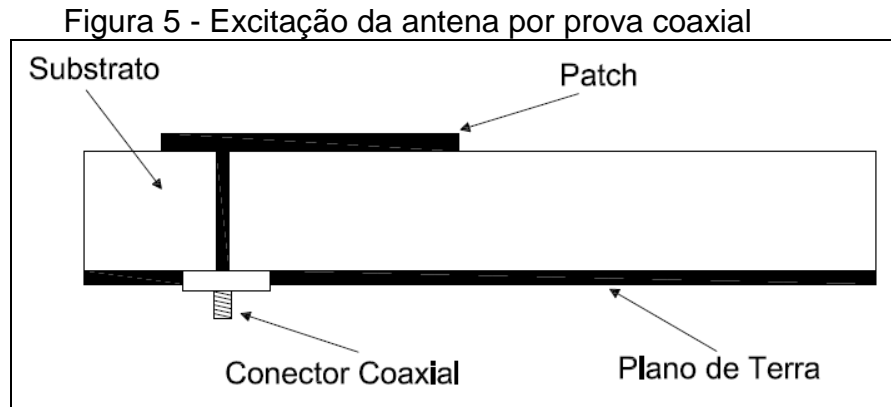
Na alimentação por linha de microfita (Fig. 3), o sinal guiado na fita é transferido para o irradiador diretamente, isto é, com contato elétrico. Seu circuito equivalente pode ser visto na Figura 4, onde R representa a parte resistiva da impedância de entrada, que modela as perdas ôhmicas na antena, perdas por excitação de ondas de superfície e potência irradiada, enquanto que C e L_1 modelam os campos próximos reativos da antena e L_2 modela a reatância indutiva série induzida pelo comprimento da linha de transmissão que alimenta a antena.

Figura 4 - Circuito equivalente do método de alimentação



Fonte: Adaptado de Justino (2012)

Na alimentação por prova coaxial o conector central atravessa o dielétrico e é conectado à placa do lado oposto do substrato, como ilustrado na Figura 5. As características de modelagem do circuito equivalente seguem o mesmo modelo da alimentação por linha de microfita (Fig. 4), porém o parâmetro L_2 agora modela a reatância indutiva introduzida pelo pino central do conector coaxial.

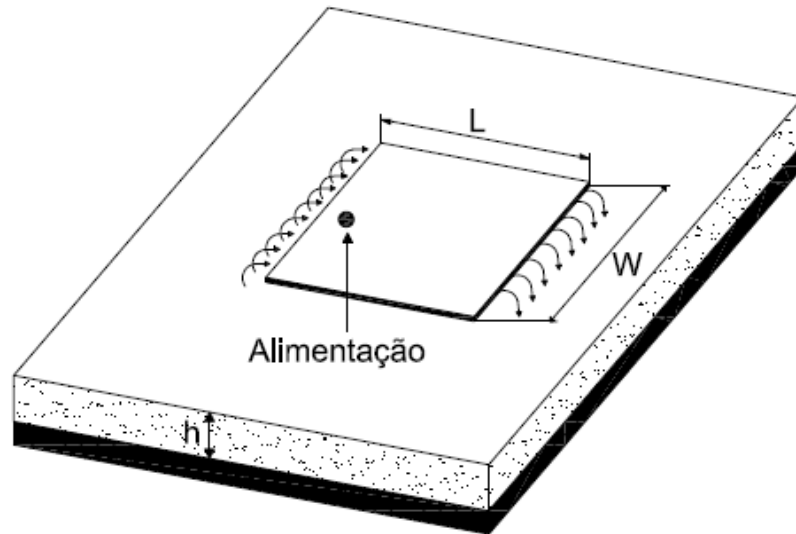


Fonte: Adaptado de Justino (2012)

2.1.3. Mecanismo de Irradiação da Antena de Microfita

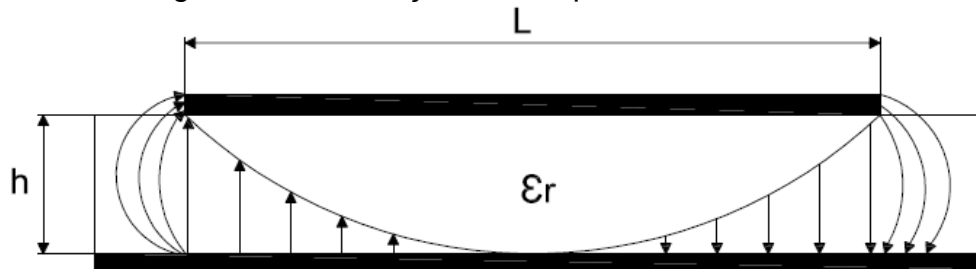
Tomando-se como base o *patch* retangular demonstrado na geometria da Figura 6, pode-se descrever o funcionamento de uma antena impressa de comprimento L e largura W . Nas extremidades abertas do *patch* há máximos locais de tensão; portanto, ocorre pontos de máximo campo elétrico, mínimos de corrente e mínimos de campo magnético. O campo elétrico se comporta de acordo com a Figura 7. Na metade de seu comprimento, a tensão é nula, semelhante a um curto-circuito. Descreve-se o comportamento da antena a partir de aberturas retangulares, que possuem excitações uniformes de campo.

Figura 6 - Excitação de um *patch* retangular para irradiação da onda eletromagnética



Fonte: Adaptado de Justino (2012)

Figura 7 - Distribuição de campo na antena



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

Para fazer a análise da antena, deve-se visar à exatidão e o rigor exigidos nos resultados, pois existem diferentes métodos de análise para se chegar às características de irradiação e propriedades da antena. Os métodos de análise clássicos são os seguintes:

- Método da Linha de transmissão:

É o modelo mais simples de todos, no qual a antena impressa retangular é vista como uma linha que irradia energia em suas extremidades. Neste método, analisa-se o campo variando ao longo do comprimento do *patch*, porém uniforme em seu plano transversal. Provê uma boa percepção física; entretanto, é menos preciso em comparação a outros métodos, e a modelagem do mecanismo de alimentação é mais difícil.

- Método da cavidade ressonante:

É mais preciso e mais complexo que o método da linha de transmissão. Nesse método, o *patch* e o plano de terra agem como paredes metálicas e a

superfície no contorno do patch até o plano de terra atua como paredes magnéticas. A onda eletromagnética é irradiada pelas bordas da estrutura. Embora a modelagem da excitação já tenha sido feita com sucesso, sua correta descrição matemática ainda é difícil neste modelo. O método da cavidade ressonante fornece um excelente modelo para possibilitar o entendimento do princípio de funcionamento das antenas de microfita.

- Método dos momentos:

Permite uma análise mais rigorosa que os métodos anteriores, possibilitando o cálculo mesmo para as estruturas mais complexas, com múltiplas camadas dielétricas. Este método emprega uma equação integral em que se obtêm as distribuições de corrente e de carga elétrica através de funções de expansão, capazes de descrevê-las no sistema de alimentação e no *patch*.

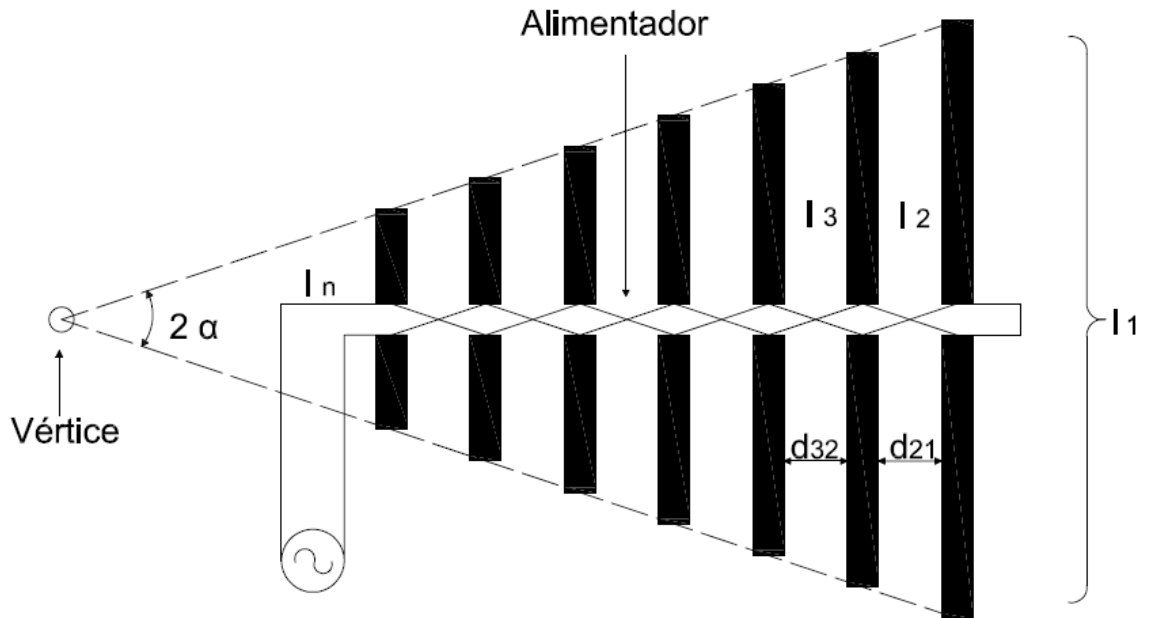
2.2 Antenas Log-periódicas

A log-periódica é uma das antenas independentes de frequência mais utilizadas. Em 1957, H. R. Duhamel e D. E. Isbell publicaram o primeiro trabalho sobre o que viria a ser conhecida como *matriz periódica* [2]. Estas antenas apresentam impedâncias de entrada e diagramas de radiação com pouca variação ao longo de uma ampla faixa de frequências. Uma razão importante para que essa antena viesse a encontrar grande aceitação na comunidade científica e na indústria foi o procedimento de projeto simples introduzido por Carrel [3]. Ainda assim, apesar de sua simplicidade, a antena log-periódica continua sendo um tema de estudo considerável até hoje.

A antena log-periódica consiste em um conjunto de dipolos que opera em uma ampla faixa de frequência, normalmente constituída por uma série de dipolos posicionados ao longo de seu eixo e espaçados em intervalos seguindo uma função logarítmica da frequência; daí o nome *log-periódica* (Fig. 8). Os elementos mais longos agem como refletores dos mais curtos, sendo que os mais longos controlam a frequência mais baixa, e os mais curtos a frequência mais alta. Os comprimentos, espaçamentos e diâmetros dos dipolos formam uma progressão geométrica, cujas grandezas relativas aos elementos vizinhos mantêm entre si uma relação constante. O deslocamento de fase é normalmente feito através da ligação de fios que se alternam entre um elemento e outro. Com isso uma defasagem de 180° é adicionada

ao terminal de excitação de cada elemento. São amplamente utilizados com os receptores de televisão, especialmente na banda de VHF [4].

Figura 8 - Estrutura da rede log-periódica



Fonte: Adaptado de Justino (2012)

2.2.1 Princípios de Irradiação da Antena Log-periódica

A máxima irradiação acontece nos elementos com comprimentos físicos próximos a $\lambda/2$ e da condição de ressonância, com a corrente elevada. Os dipolos menores possuem uma impedância predominantemente capacitiva e, nos maiores, tem-se uma reatância indutiva elevada. Nestas duas condições, os campos resultantes irradiados são menores do que nos dipolos ressonantes em função da menor corrente induzida. Em torno dos elementos próximos da ressonância, aqueles que têm característica indutiva agem como refletores e os com característica capacitiva atuam como diretores. Portanto, a máxima irradiação se dá na direção do vértice da rede.

2.2.2 Alimentação da Antena

A antena tem sua excitação feita por uma linha cruzada, de acordo com a Figura 8. Ocorre uma soma fasorial entre o dipolo ressonante com o campo dos

dipolos anteriores e posteriores que possuam maiores correntes. Ou seja, o sinal que chega do elemento anterior ao próximo resulta em uma diferença de fase de π radianos, que, adicionado à defasagem de 180° da alimentação cruzada, resulta em 360° [4]. Portanto, os dipolos ativos têm sua irradiação em fase na direção do vértice da antena.

Estas redes log-periódicas possuem três regiões principais:

- Região de Transmissão:

Região em que a rede é alimentada; nesta região, os dipolos são curtos se comparados ao comprimento de onda, apresentando impedância altamente capacitiva em comparação à resistência de irradiação. Nesta região, a alimentação cruzada faz com que a defasagem da corrente entre um elemento e outro se aproxime de π radianos, fazendo, assim, com que os campos irradiados de dois elementos sucessivos tendam a se cancelar [4].

- Região Ativa:

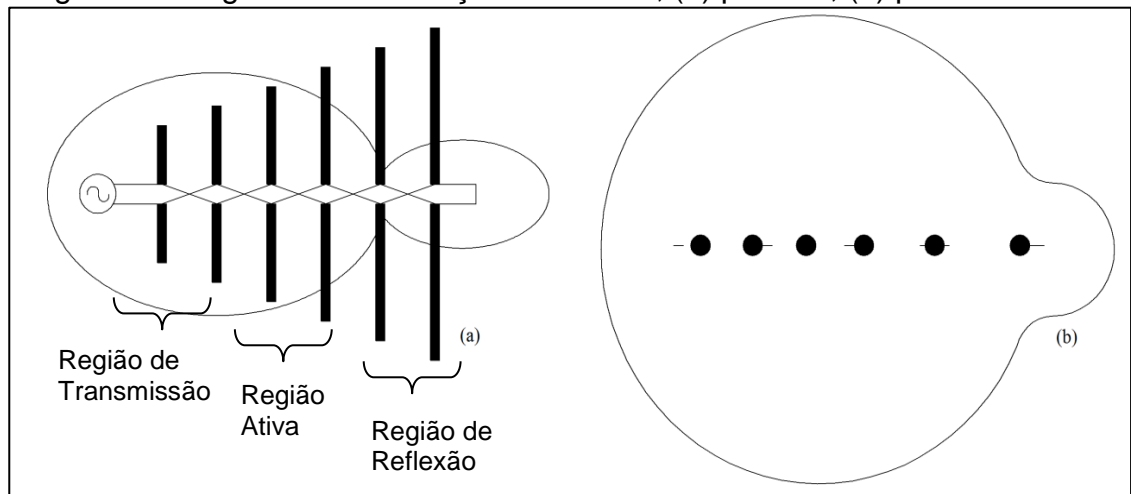
Onde a eficiência na emissão da energia eletromagnética é mais alta, devido ao aumento nas resistências de irradiação. Nesta região, a onda chega aonde o comprimento dos dipolos aproxima-se de $\lambda/2$. A defasagem agora entre os elementos aproxima-se de $\pi/2$ radianos, fazendo com que a onda emitida entre em fase com a do elemento anterior, resultando em uma maior irradiação no sentido do vértice da antena [4].

- Região de Reflexão:

Região onde a potência que flui pelo alimentador atinge os elementos maiores. A amplitude da corrente induzida é pequena, pois a maior parte da energia já foi irradiada pela parte ativa. Além disso, esta região possui os elementos com efeito de refletores, por serem predominantemente indutivos, forçando a onda irradiada no sentido oposto.

Estas três regiões juntas determinam o diagrama de irradiação resultante que pode ser observado esquematicamente na Figura 9.

Figura 9 - Diagrama de irradiação resultante, (a) plano E, (b) plano H

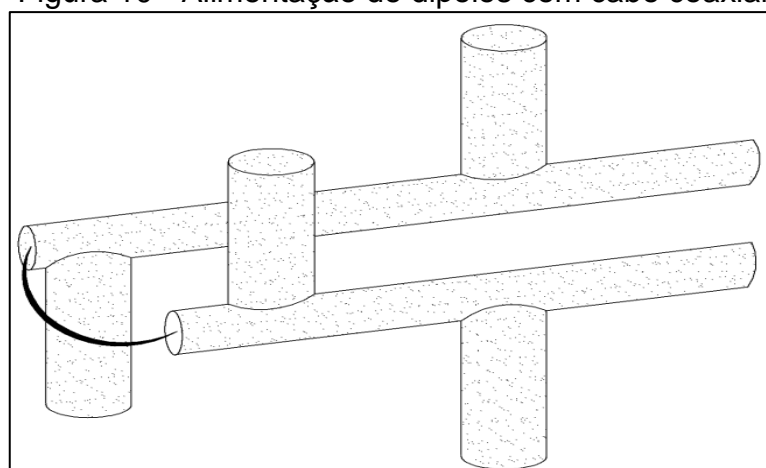


Fonte: Adaptado de Justino (2012)

As regiões descritas anteriormente não são uniformemente distribuídas, pois elas dependem das características do projeto e da frequência. Um aumento na frequência, por exemplo, diminuirá a região de transmissão e aumentará a região de reflexão, e vice-versa.

Outro modelo de alimentação pode ser obtido através de um cabo coaxial com os dipolos montados em paralelo (Fig. 10). Esta técnica é frequentemente adotada por ser mais prática do que fazendo-se o cruzamento entre os condutores do alimentador (Fig. 8). Neste tipo de alimentação, um dos cabos conduz a corrente do condutor externo e o outro a corrente do interno. Desta forma, tem-se um condutor com o potencial positivo e o outro com potencial negativo, em um dado instante, o que garante a inversão das fases.

Figura 10 - Alimentação de dipolos com cabo coaxial



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

O projeto da antena log-periódica segue uma sequência de passos algébricos que serão detalhados na seção 3.3.

2.3 Antenas Dupla Faixa com Banda Larga

Atualmente os painéis setoriais que são comercializados e se encontram em uso no mercado são constituídos por duas redes de antenas, cada uma atendendo a apenas uma faixa de frequência, e com os elementos que compõe cada uma delas operando em faixa simples. Portanto, escolheu-se adotar a estratégia de dupla-faixa de operação para possibilitar uma redução de duas para apenas uma rede de antenas para o painel setorial, reduzindo assim seu tamanho e seus os custos de produção.

O grande desafio é o de conciliar o projeto da antena para operação em dupla-faixa de frequência com a ampla largura de banda em ambas as faixas, pois, usualmente, antenas que possuem características dupla-faixa, operam com bandas relativamente estreitas. Portanto, modificações nos modelos convencionais são necessárias para que se tenha um elemento com as características para operar de acordo com as especificações técnicas da ANATEL.

Logo, iniciou-se um estudo para a aquisição de topologias de antenas que apresentassem características dupla-faixa com banda larga e que satisfizessem as especificações para operação em estações rádio-base para telefonia móvel celular no Brasil.

3. ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR COM DUAS FENDAS PARALELAS

O estudo de uma topologia dupla-faixa iniciou-se com a análise de uma antena em tecnologia de microfita. Optou-se por este método por elas serem amplamente utilizadas, devido ao seu baixo perfil aerodinâmico, peso e custo. Um dos grandes desafios foi o de trabalhar com a largura de banda exigida, pois modelos convencionais, com o *patch* retangular, têm como inconveniente largura de banda estreita. Desta forma, para aplicações que exijam faixa de operação razoável, modificações na geometria da antena se fizeram necessárias.

Para um aumento na banda da antena, pode-se usar um substrato com baixa constante dielétrica, introduzir algum elemento parasita, ou modificar a forma do

elemento irradiador pela inclusão de fendas. A última abordagem é particularmente atraente, pois pode proporcionar a melhoria da largura de banda com a utilização de uma única camada dielétrica. Os autores de [5] utilizaram esta abordagem, porém substituíram o substrato de ar pela própria espessura do dielétrico para manter as características de perfil fino e manter a antena com pequenas dimensões. Os autores de [6] também realizaram um estudo semelhante, porém para uma antena banda larga de uma só faixa de frequência.

Além da inclusão de duas fendas ao *patch* retangular convencional, deixando-o com o formato de um E , foi introduzida uma camada de ar entre o irradiador e o plano de terra (GND). A fim de entender melhor o comportamento da antena, bem como determinar suas frequências de operação e impedância de entrada, foram realizados diversos estudos paramétricos através da variação das dimensões da antena, para então conseguir otimizá-la de maneira mais rápida. Para isto, o software *Ansoft Designer*[®] foi empregado. As subseções seguintes descrevem os principais resultados obtidos.

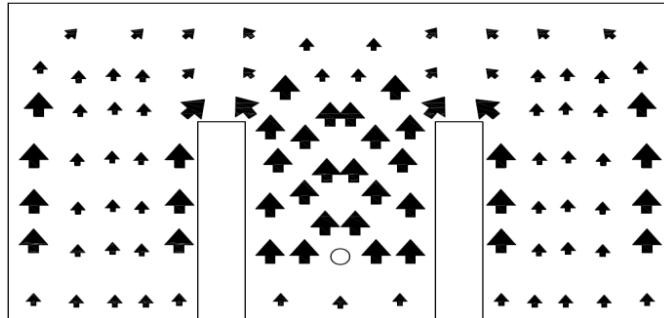
3.1 Distribuição das Correntes

A operação em duas faixas de frequência é possível com a geometria em E , pois duas fendas paralelas posicionadas simetricamente em relação ao ponto de alimentação são incorporadas para perturbar o caminho da densidade superficial de corrente. As fendas introduzem um efeito indutivo local que é responsável pela excitação de um segundo modo de ressonância. A forma do *patch* assemelha-se à letra E . O comprimento e a largura das fendas, bem como do braço central da antena, controlam a frequência do segundo modo de ressonância, tornando possível operação em dupla-faixa ou em banda larga simples.

Para entender os dois modos de operação, faz-se necessária uma análise da distribuição de corrente superficial sobre o *patch*, (Fig. 11). As correntes de fluxo partem do ponto de alimentação para as extremidades superior e inferior. Na parte central do irradiador, a corrente flui como em um *patch* retangular convencional, que pode ser representado pelo circuito equivalente da Figura 12. A frequência de ressonância é determinada por L_1 e por C_1 , que representa o circuito inicial e ressoa na frequência fundamental. Nesta frequência de ressonância, a impedância do circuito série LC é zero, e a impedância de entrada da antena é dada pela

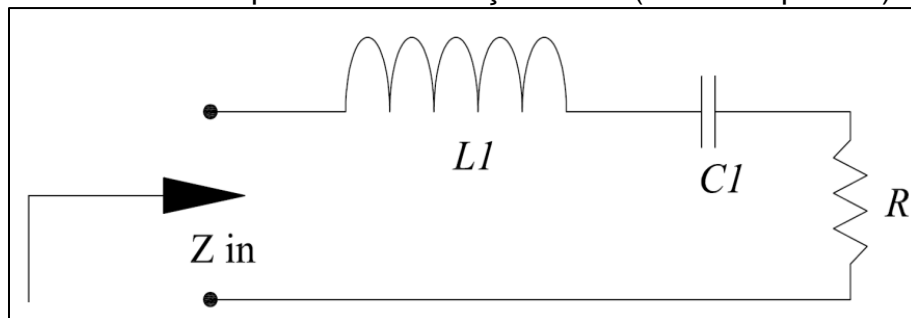
resistência R . Através da variação da localização da alimentação, o valor de R pode ser controlado de tal modo a obter-se casamento de impedância da antena com o cabo coaxial de alimentação.

Figura 11 - Distribuição de correntes na antena



Fonte: Elaborado pelo autor

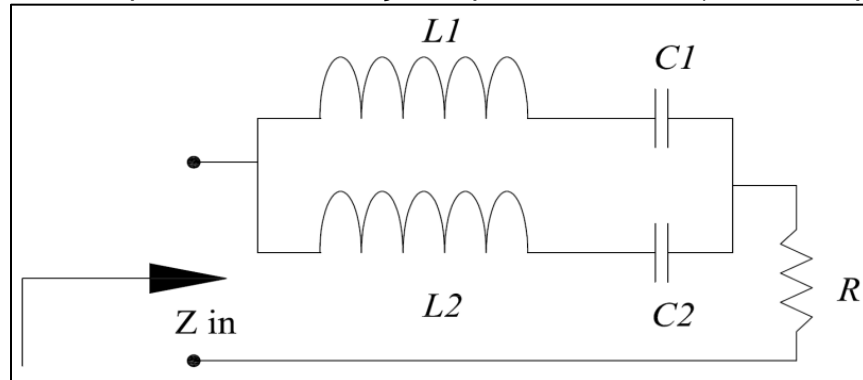
Figura 12 - Circuito equivalente do braço central (maior frequência)



Fonte: Elaborado pelo autor

Quando um par de fendas é incorporado à estrutura, a corrente tende a fluir na parte da borda do *patch* contornando as fendas, e o comprimento do caminho da corrente é aumentado. O circuito equivalente deve, portanto, ser modificado para a forma mostrada na Figura 13. A segunda frequência de ressonância é determinada por L_2 e por C_2 . A largura da antena controla a frequência de ressonância mais alta, enquanto as fendas controlam a frequência inferior.

Figura 13 - Circuito equivalente aos braços superior e inferior (menor frequência)



Fonte: Elaborado pelo autor

Se as duas frequências ressonantes forem muito diferentes, a reatância da antena fora dessas frequências pode ser bastante elevada, resultando em uma característica dupla-faixa. Se as duas frequências de ressonância forem próximas uma da outra, o modo paralelo ressonante pode afetar o comportamento do coeficiente de reflexão. Para isso, foi realizado um estudo paramétrico, que é apresentado na seção 3.3, onde se verifica como a variação dos parâmetros da antena afeta os valores de L_2 e C_2 .

3.2 Topologia

Para a modelagem da antena, inicialmente tratou-se a mesma considerando-a com um *patch* retangular convencional. Após modelar as dimensões do irradiador para as faixas de frequência estipuladas, foi introduzido um “braço” central com $2/5$ do comprimento total da antena e $3/4$ da largura total, para que não houvesse grandes interferências nos resultados iniciais. Para obter-se a segunda faixa de frequência, as dimensões L_5 e L_3 , situadas entre o braço central e os braços laterais, foram introduzidas, resultando nas fendas que dão um aspecto de *E* à antena.

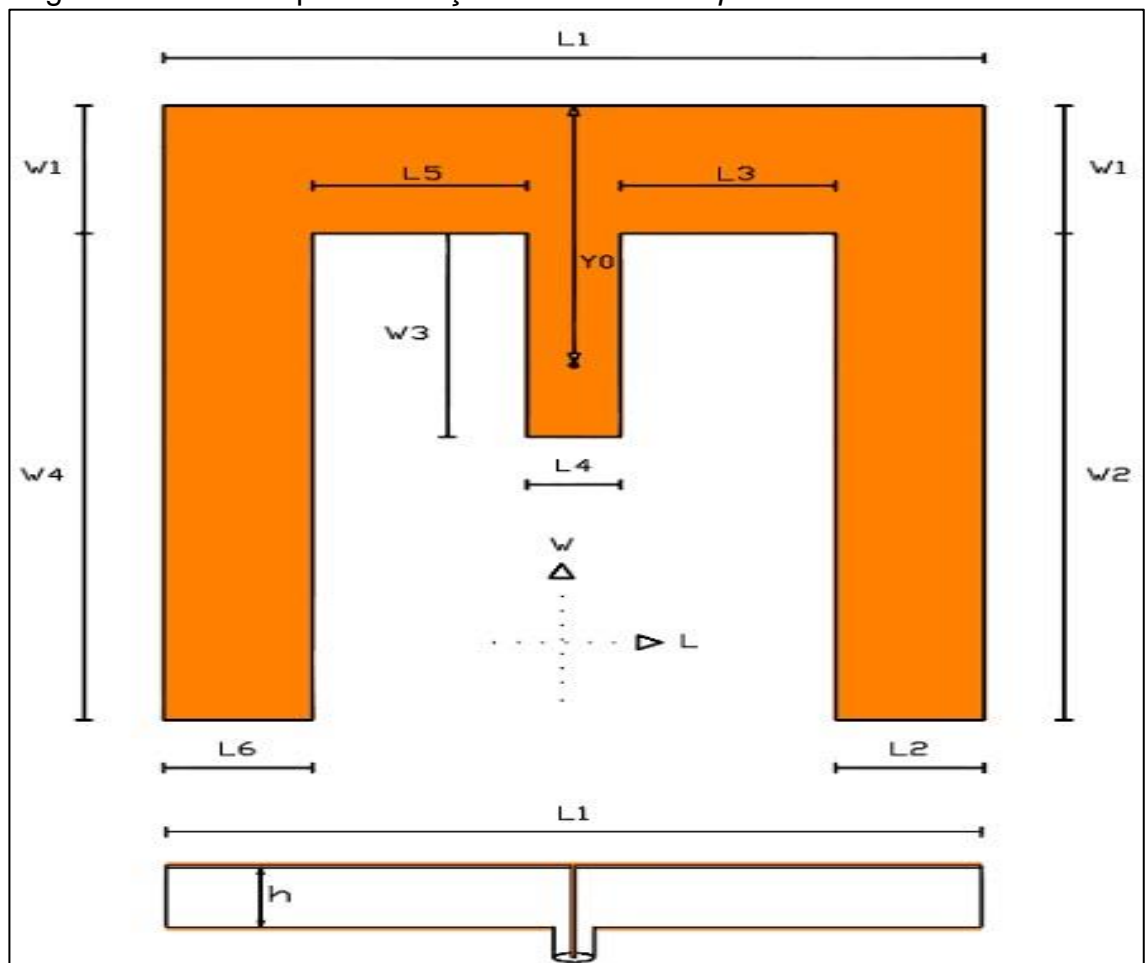
A alimentação é feita por uma prova coaxial de 50 ohms. Um substrato com permissividade dielétrica de 3,56, espessura de 1,524 mm, e uma camada de ar de 35 milímetros são usados. As dimensões do irradiador estão mostradas na Tabela 1.

Tabela 1 - Dimensões otimizadas da antena

$L_1 = 103,22 \text{ mm}$	$L_2 = 18,74 \text{ mm}$	$L_3 = 27 \text{ mm}$
$L_4 = 11,74 \text{ mm}$	$L_5 = 27 \text{ mm}$	$L_6 = 18,74 \text{ mm}$
$W_1 = 26,74 \text{ mm}$	$W_2 = 102 \text{ mm}$	$W_3 = 42,64 \text{ mm}$
$W_4 = 102 \text{ mm}$	$Y_0 = 58,38 \text{ mm}$	$h = 35 \text{ mm}$

Fonte: Elaborado pelo autor

A geometria correspondente às dimensões apresentadas na Tabela 1 pode ser visualizada na Figura 14.

Figura 14 - Vista superior e seção transversal do *patch* em forma de E

Fonte: Elaborado pelo autor

3.3 Estudo Paramétrico da Antena de Microfita Retangular com Duas Fendas Paralelas

Um estudo paramétrico foi realizado para analisar o comportamento desta antena e verificar se a mesma se adequava na atuação dentro das faixas de

frequências inicialmente propostas. Para este estudo foram atribuídas variáveis para as diferentes larguras, espessuras e comprimentos da antena, como mostrado na Figura 14 da seção anterior.

Os autores de [7] também realizaram um estudo paramétrico semelhante com esta topologia de antena, porém com o objetivo de obter um elemento banda larga de uma só faixa de frequência.

Os valores foram variados com a ajuda do software *Ansoft Designer*[®] [14]. O software de simulação eletromagnética *Ansoft Designer*[®] é um programa que simula o comportamento da antena e possibilita um pré-projeto de como ela atuará com as especificações com que foi projetada. Após a parametrização, foram gerados gráficos da carta de Smith e do coeficiente de reflexão (S_{11}) para análise das variações de cada dimensão da antena.

A carta de Smith, idealizada por P.H. Smith em 1939, consiste em uma carta de impedâncias que possui lugares geométricos de valores de reatância e resistência constantes, traçados em um diagrama polar. Ela permite, de maneira simples, verificar como as impedâncias se transformam de acordo com as variações feitas na antena, e como relacionar impedância com o coeficiente de reflexão, com a razão de uma onda estacionária ou com as posições onde ocorrem os máximos e mínimos de onda estacionária. Combinando-se estas operações, a carta permite determinar os pontos de casamento de impedância, e dimensionar o elemento reativo que fará com que seja possível este casamento.

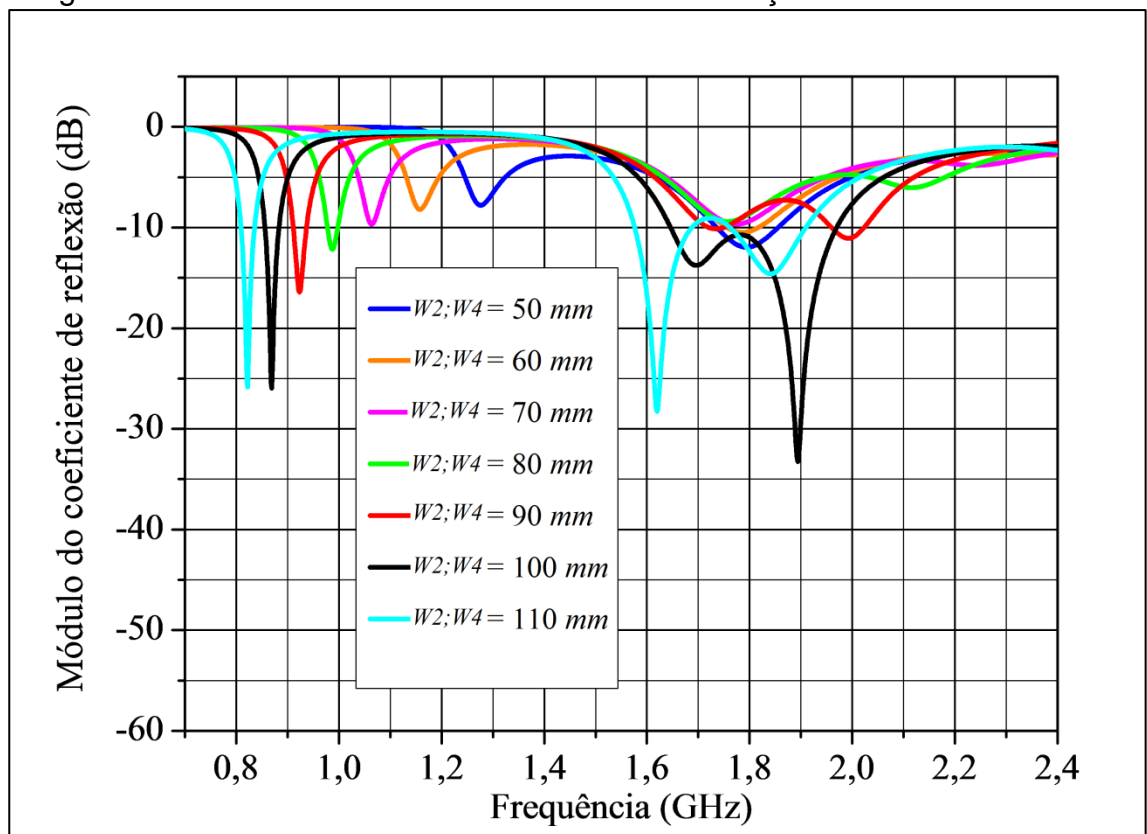
Os gráficos de S_{11} representam o quanto de energia é refletida nos terminais da antena, e, por isso, são conhecidos como coeficiente de reflexão. Se $S_{11} = 0$ dB, significa que toda potência é refletida pela antena e nada é irradiado. Se $S_{11} = -10$ dB, implica que em torno de 90 % da energia é entregue à antena. Esta energia entregue é ou irradiada, ou absorvida como perdas dentro da antena. As antenas são normalmente projetadas para terem baixas perdas, de modo que a maior parte da potência fornecida seja irradiada.

Das diversas simulações realizadas, foram obtidas as seguintes conclusões descritas nas seguintes subseções.

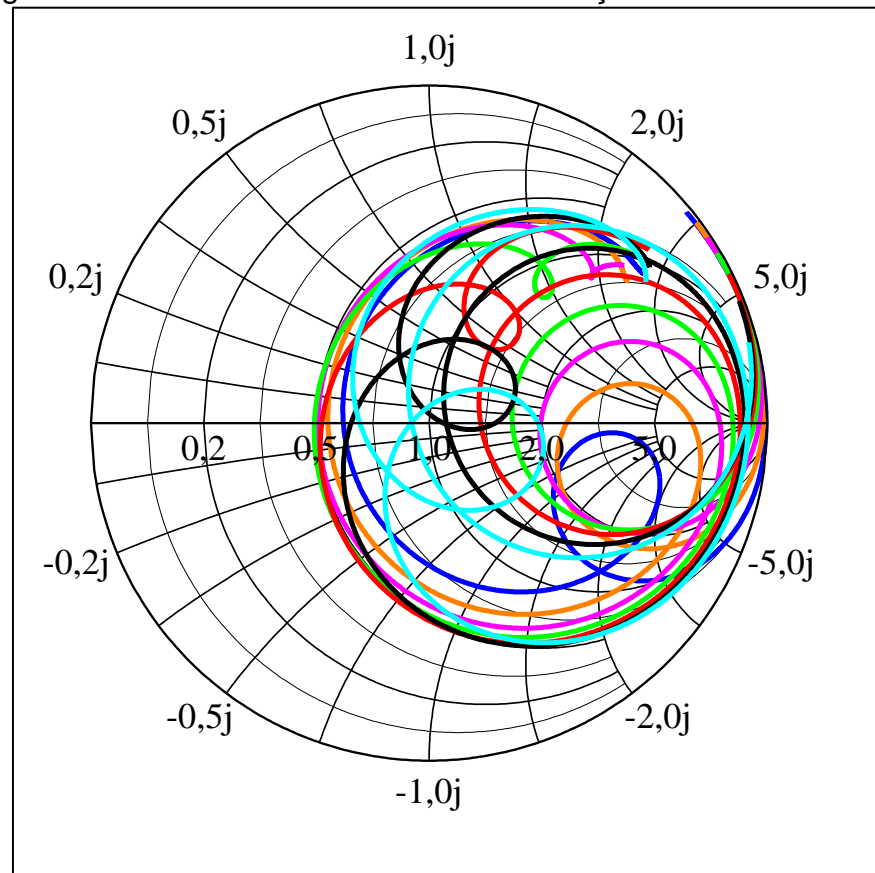
3.3.1 Variação de W_2 e W_4

Aumentando-se o comprimento da fenda, a indutância L_2 do circuito equivalente da antena irá aumentar, porque o desvio de corrente superficial em torno das aberturas será mais intenso. Assim, a frequência de ressonância do segundo modo diminui. Para comprimentos muito pequenos, há pouco desvio da corrente de superfície e o segundo modo de ressonância não pode ser excitado. Para uma variação grande do comprimento da fenda, qualquer mudança irá causar uma grande alteração no segundo modo ressonante. Ao mesmo tempo em que a indutância aumenta, a resistência diminui para o segundo modo ressonante, o que pode ser visto nas Figuras 15 e 16.

Figura 15 - Coeficiente de reflexão referente à variação de W_2 e W_4



Fonte: Elaborado pelo autor

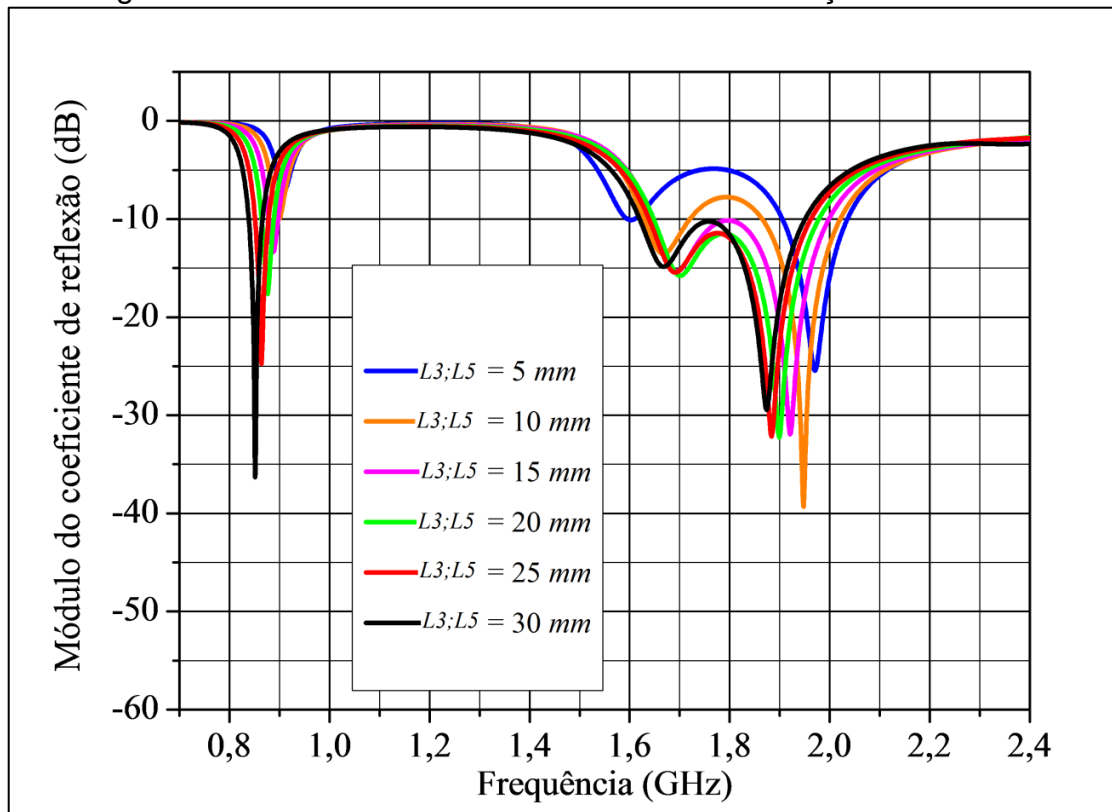
Figura 16 - Carta de Smith referente à variação de W_2 e W_4 

Fonte: Elaborado pelo autor

3.3.2 Variação de L_3 e L_5

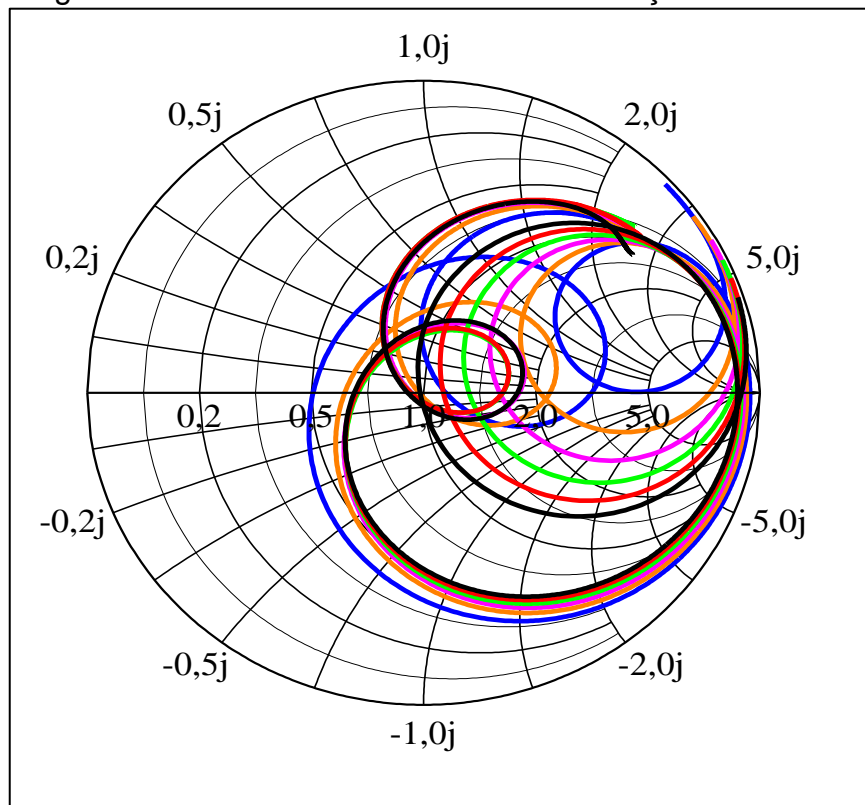
Quando a largura das fendas aumenta, ocorre um efeito indutivo local, que força a corrente a fluir contornando as fendas. Quanto mais larga for a fenda, maior será a indutância L_2 . Assim, a frequência de ressonância do segundo modo diminui com fendas mais largas. A frequência de ressonância do modo fundamental é pouco afetada. Com uma largura de fenda muito pequena, a frequência de ressonância do segundo modo é muito alta e dá origem a uma antena de banda dupla, em vez de uma antena de banda larga. Quando essa largura é muito grande, o segundo modo de ressonância fica muito perto do modo fundamental e isso afeta a resposta global em frequência. As variações das impedâncias podem ser visualizadas na carta de Smith da Figura 18 e o deslocamento em frequência na Figura 17.

Figura 17 - Coeficiente de reflexão referente à variação de $L3$ e $L5$



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 18 - Carta de Smith referente à variação de $L3$ e $L5$

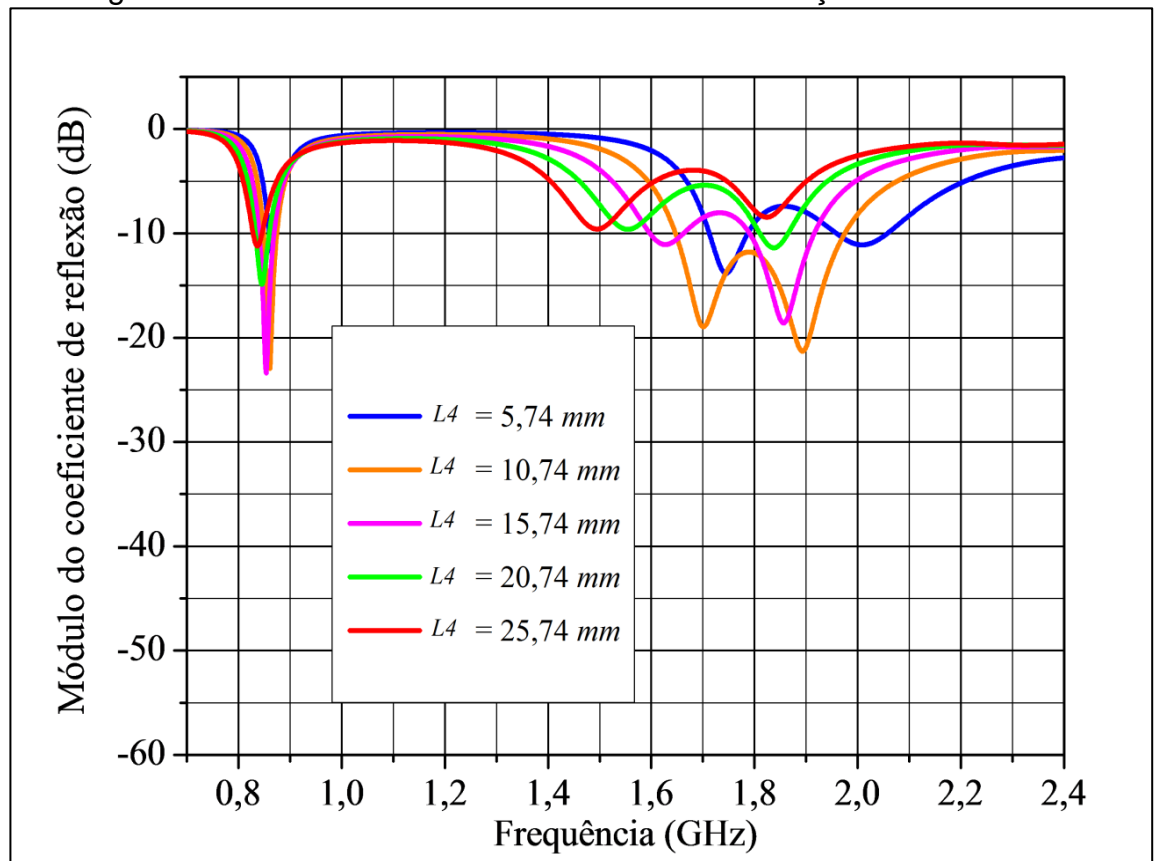


Fonte: Elaborado pelo autor

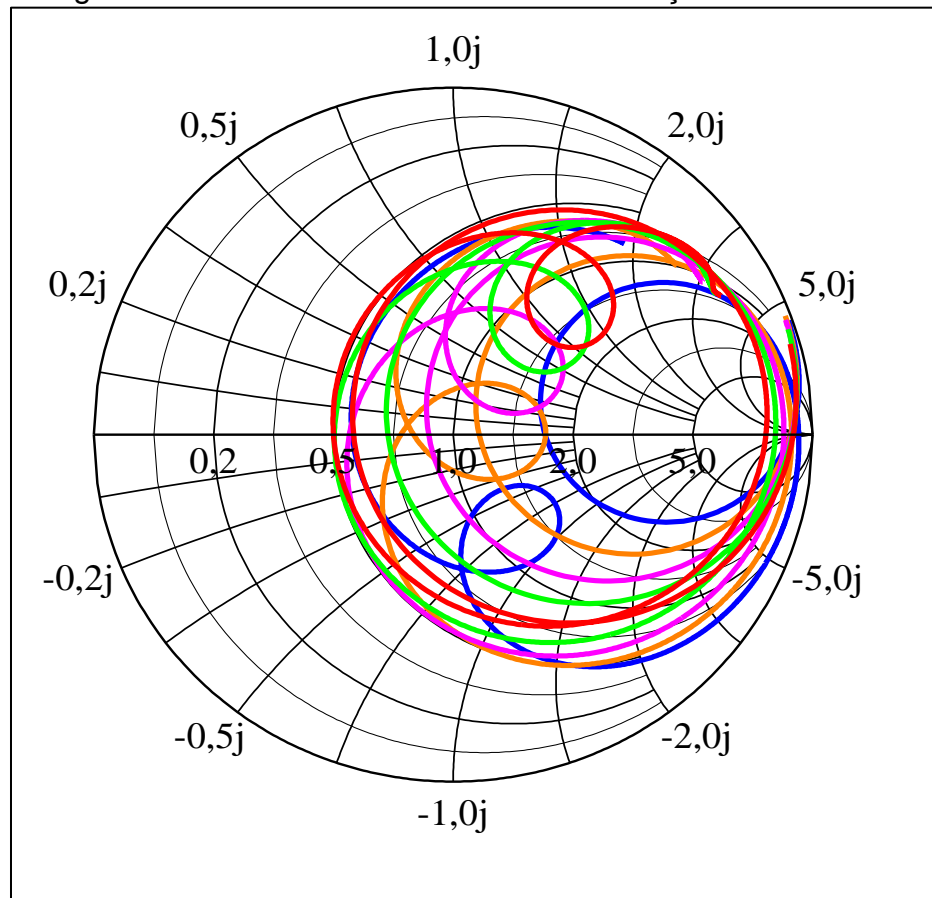
3.3.3 Variação de L_4

O braço do centro da antena possibilita um ajuste de capacitância. Alargando-se o braço central, aumenta-se a capacitância C_2 , como mostrado na Figura 20. A frequência de ressonância do segundo modo diminui quando L_4 aumenta, como mostrado na Figura 19.

Figura 19 - Coeficiente de reflexão referente à variação de L_4



Fonte: Elaborado pelo autor

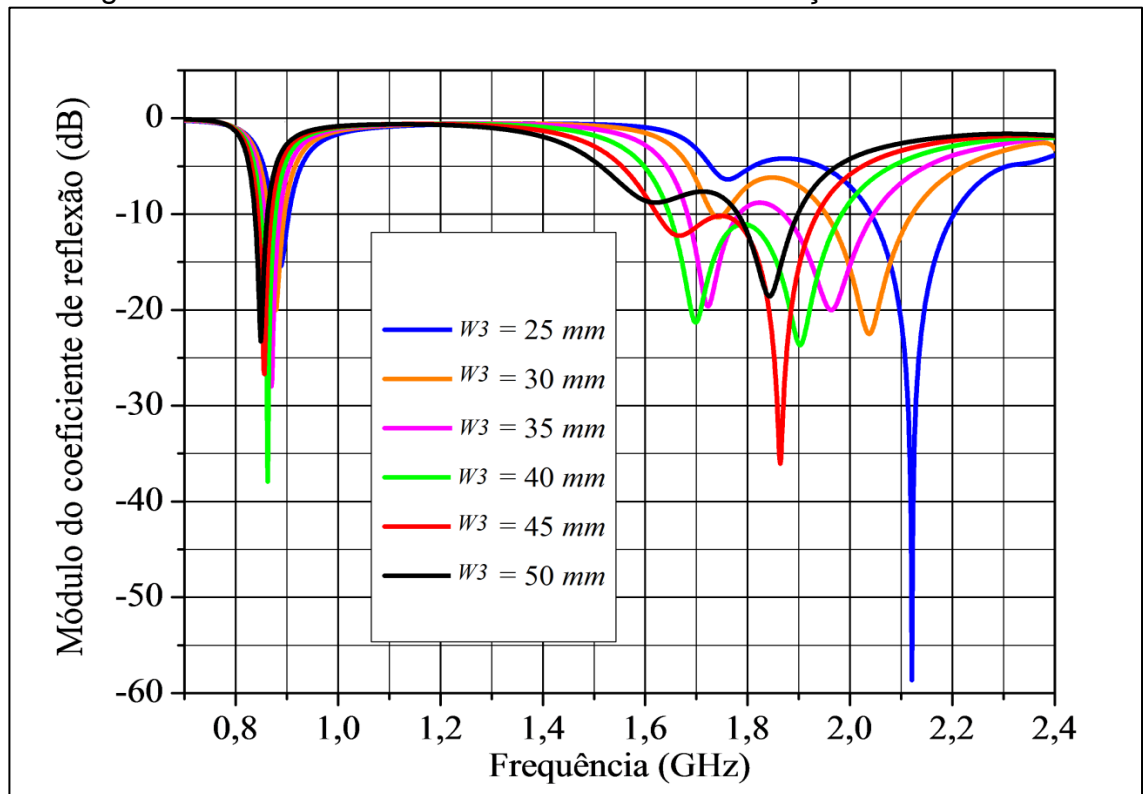
Figura 20 - Carta de Smith referente à variação de $L4$ 

Fonte: Elaborado pelo autor

3.3.4 Variação de $W3$

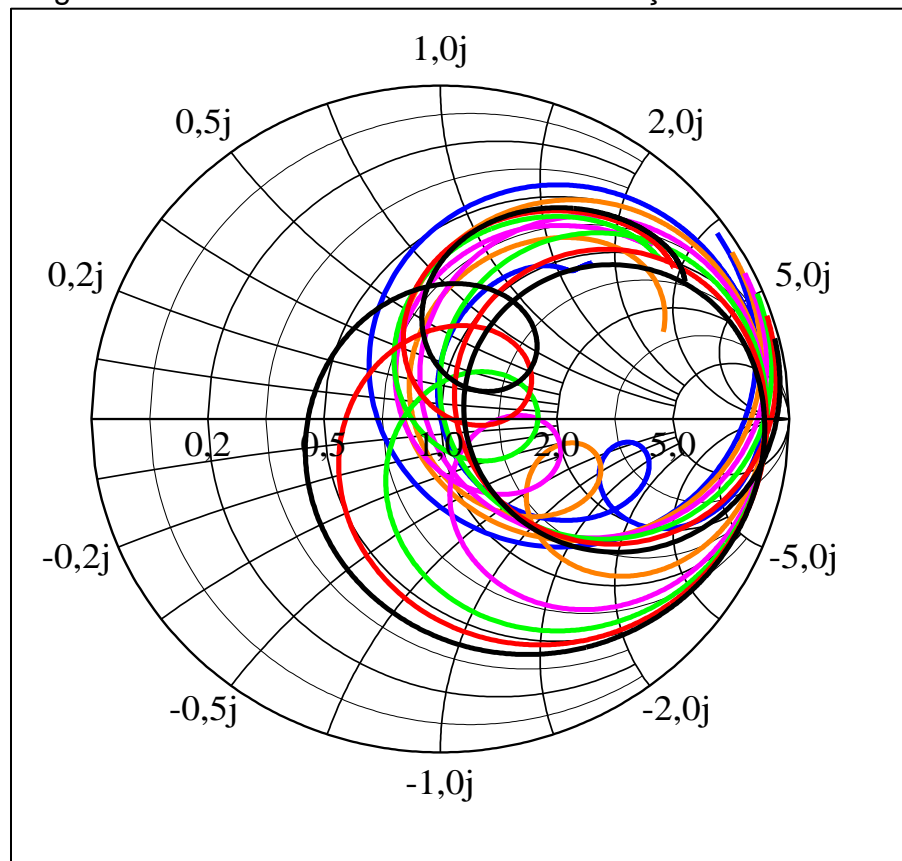
Com o aumento do comprimento do braço central da antena, a frequência do segundo modo de ressonância é aumentada. A antena apenas apresenta o modo de ressonância fundamental quando $W3$ é muito pequeno. Pode-se variar o parâmetro $W3$ para sintonizar a frequência do segundo modo ressonante e, assim, ajustar a largura de banda. As variações da impedância podem ser vistas na Figura 22, e da frequência de ressonância na Figura 21.

Figura 21 - Coeficiente de reflexão referente à variação de W_3



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 22 - Carta de Smith referente à variação de W_3



Fonte: Elaborado pelo autor

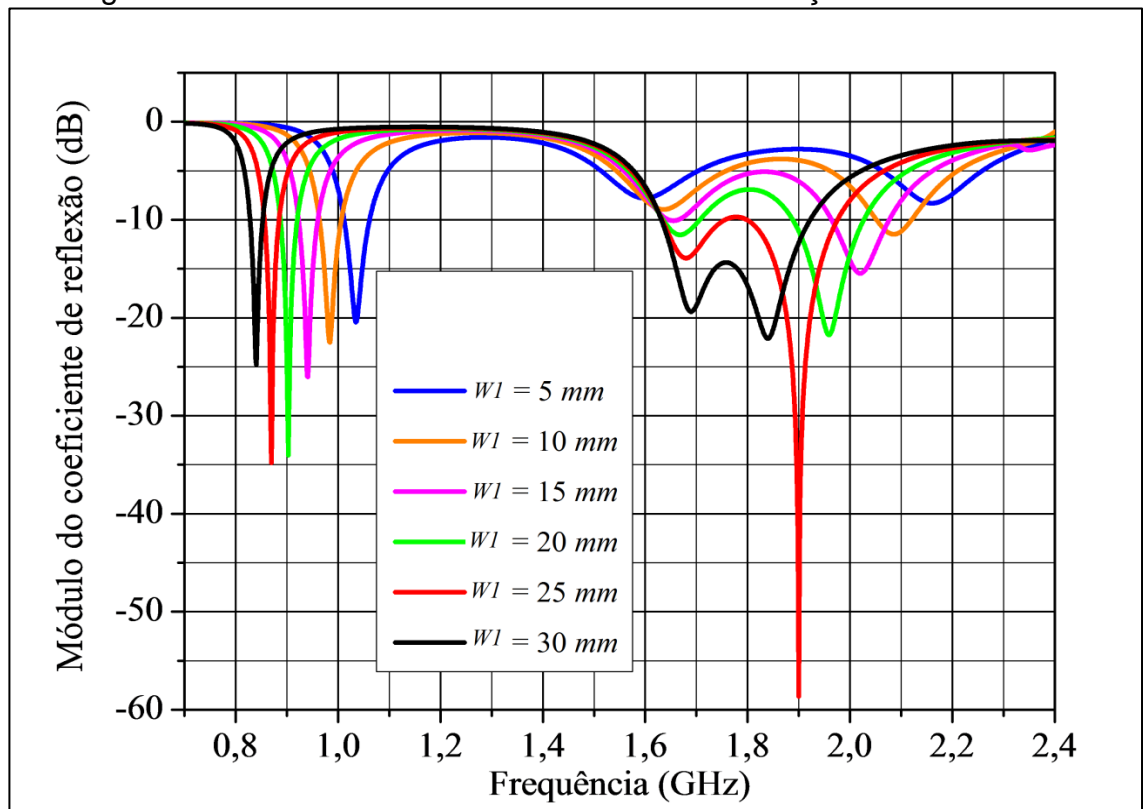
3.3.5 Variação de $L1$

Como $L1$ representa as dimensões totais da antena, sua alteração influencia apenas no acréscimo ou decréscimo da resistência de entrada.

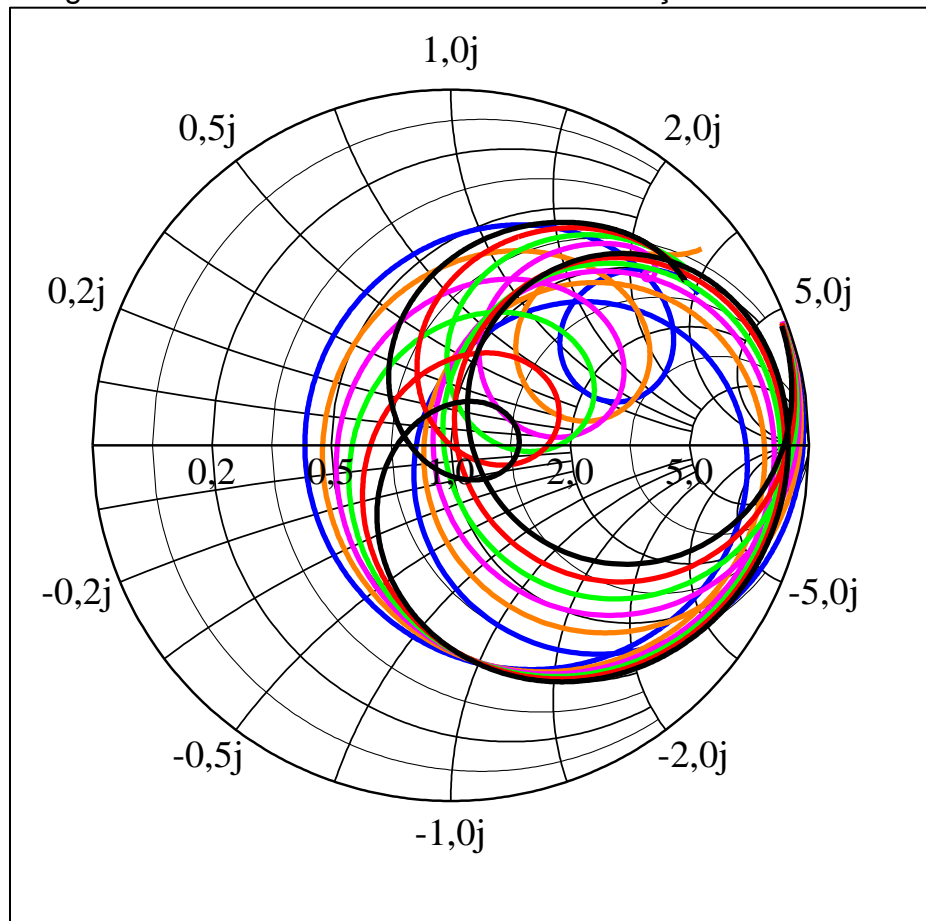
3.3.6 Variação de $W1$

Como pode ser visto na Figura 24, na medida em que é aumentada a dimensão $W1$, a resistência e a indutância aumentam. Um deslocamento para frequências menores pode ser observado na Figura 23.

Figura 23 - Coeficiente de reflexão referente à variação de $W1$



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 24 - Carta de Smith referente à variação de $W1$ 

Fonte: Elaborado pelo autor

3.3.7 Variação de Y_0

Se o ponto de alimentação está localizado na ponta do braço do centro, o segundo modo ressonante será excitado numa frequência menor do que o modo de ressonância inicial (*patch* retangular sem as fendas). Se ele for mudado para a base do braço, o segundo modo de ressonância será excitado em uma frequência maior do que a frequência do modo fundamental.

3.4 Resultados da Antena de Microfita Retangular com Duas Fendas Paralelas

Após as diversas parametrizações mostradas na seção anterior, foi possível otimizar a antena para ajustá-la para a situação mais próxima da operação desejada, a mesma ficou ajustada com os valores das variáveis mostradas na Tabela 2.

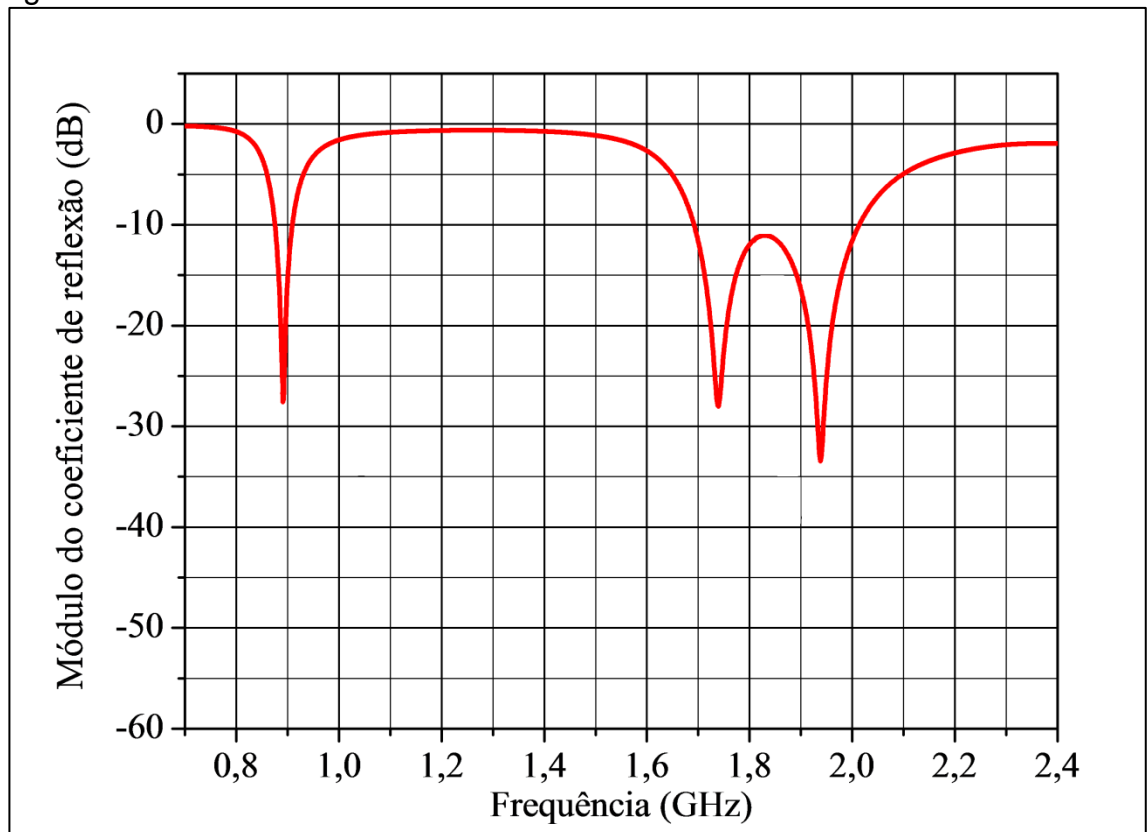
Tabela 2 - Dimensões finais da antena em *E*

$L_1 = 103,22$ mm	$L_2 = 18,74$ mm	$L_3 = 27$ mm
$L_4 = 11,74$ mm	$L_5 = 27$ mm	$L_6 = 18,74$ mm
$W_1 = 26,74$ mm	$W_2 = 102$ mm	$W_3 = 42,64$ mm
$W_4 = 102$ mm	$Y_0 = 58,38$ mm	$h = 14,75$ mm

Fonte: Elaborado pelo autor

A operação na banda de frequência mais baixa foi de 0,875 GHz a 0,909 GHz e na banda de frequência mais alta de 1,6920 GHz a 2,0160 GHz, de acordo com a curva para coeficiente de reflexão mostrada na Figura 25.

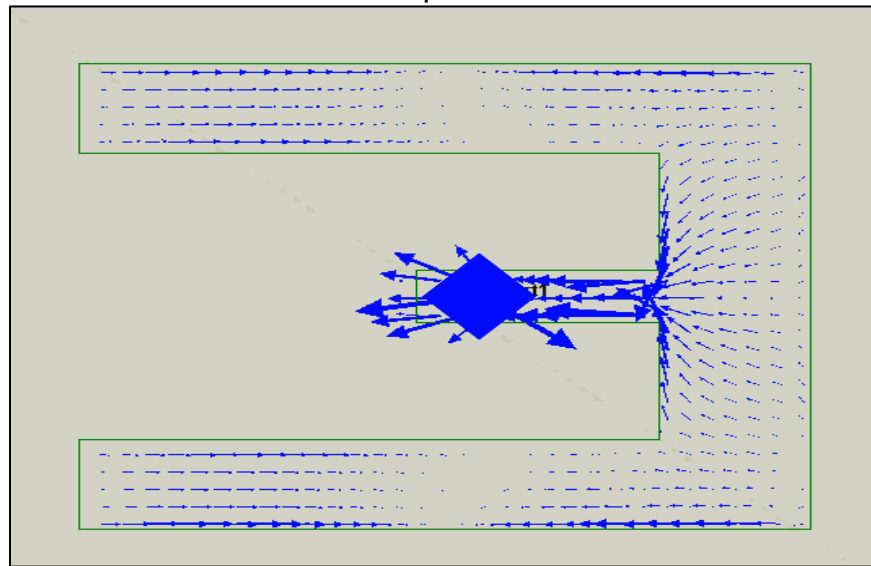
Figura 25 - Coeficiente de reflexão referente aos resultados finais obtidos



Fonte: Elaborado pelo autor

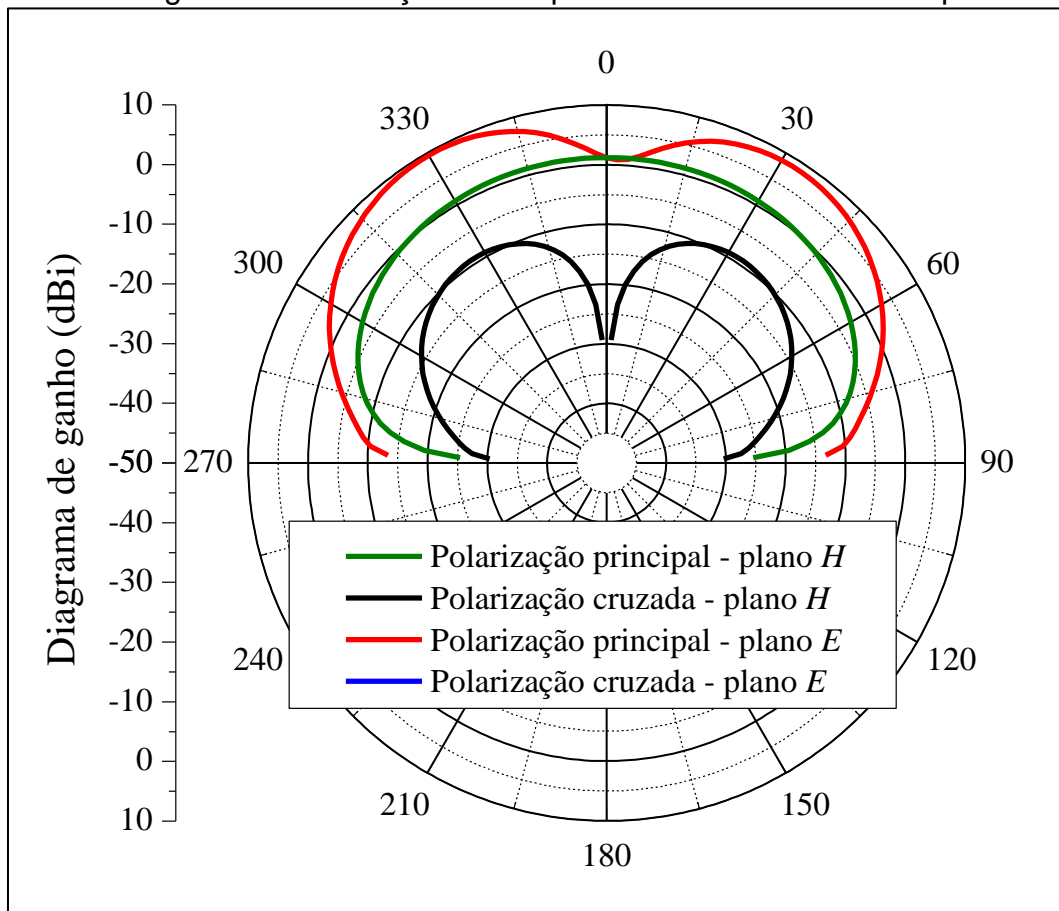
Além de não atender a totalidade de banda desejada inicialmente, a antena também apresentou um mínimo local na região de máxima irradiação do diagrama de ganho para o segundo modo ressonante, correspondente a frequência mais alta, devido à distribuição das correntes se anular nesta faixa de frequência (Fig. 26). Isso pode ser observado no diagrama de irradiação da Figura 27.

Figura 26 - Distribuição das correntes ao longo da antena na frequência central da banda superior



Fonte: Elaborado pelo autor

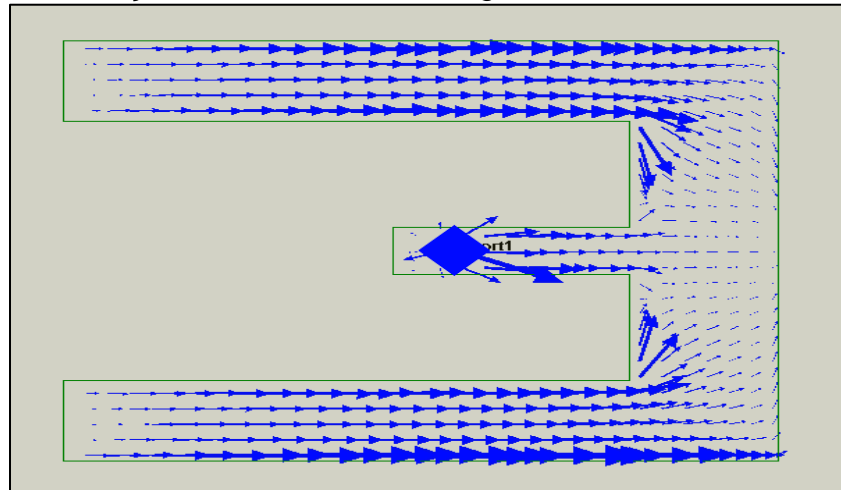
Figura 27 - Diagrama de irradiação na frequência central da banda superior



Fonte: Elaborado pelo autor

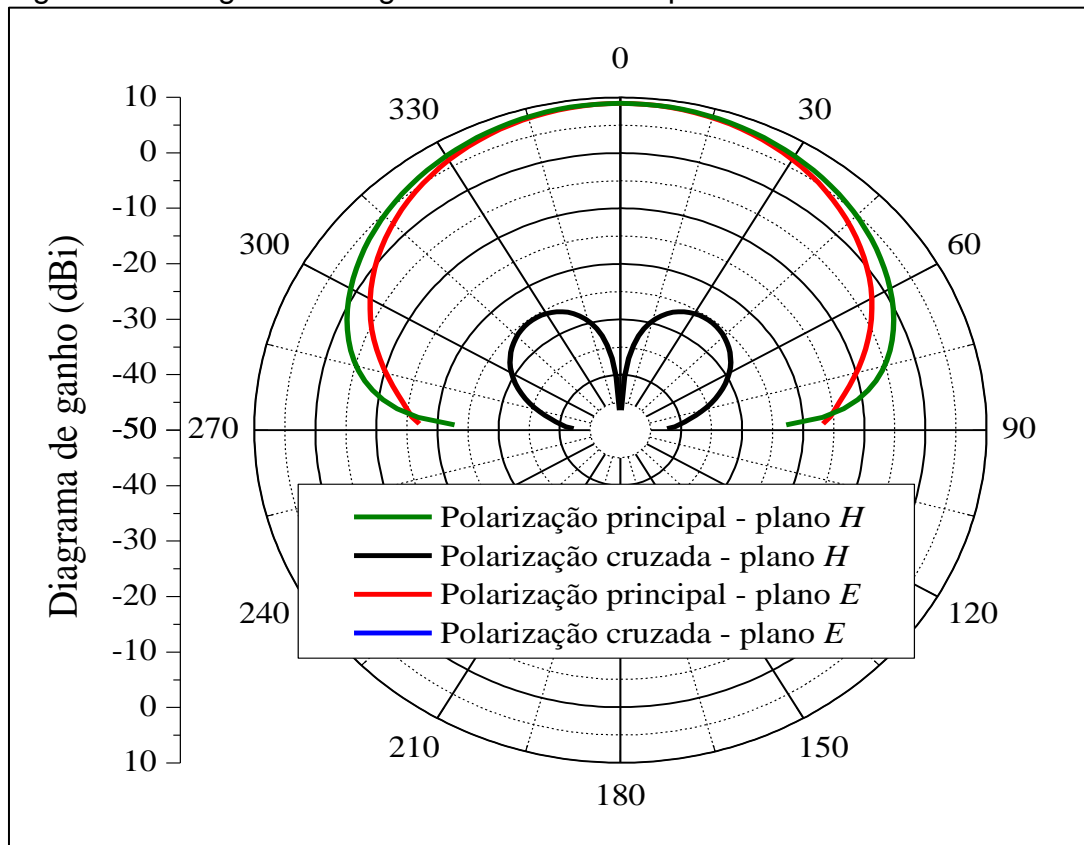
Por outro lado, ao se observar a distribuição das correntes referentes à banda inferior (Fig. 28), percebe-se a presença de corrente sobre toda a área do *patch*, resultando em um diagrama de ganho satisfatório (Fig. 29), com um ganho de 9,0267 dBi.

Figura 28 - Distribuição das correntes ao longo da antena na banda inferior



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 29 - Diagramas de ganho da menor frequência de ressonância



Fonte: Elaborado pelo autor

Porém, apesar de uma atuação razoável na banda mais baixa de frequência, os resultados finais da antena *E* não foram os esperados inicialmente no projeto, que eram de atuação nas faixas entre 824 a 960 MHz para a banda mais baixa e de 1710 a 2165 MHz para a banda mais alta, com um ganho de 8 dBi nas frequências centrais. Devido ao desempenho insatisfatório da banda mais alta, partiu-se para um novo estudo, para se buscar uma antena que atendesse totalmente aos requisitos desejados. Essa antena é descrita no capítulo seguinte.

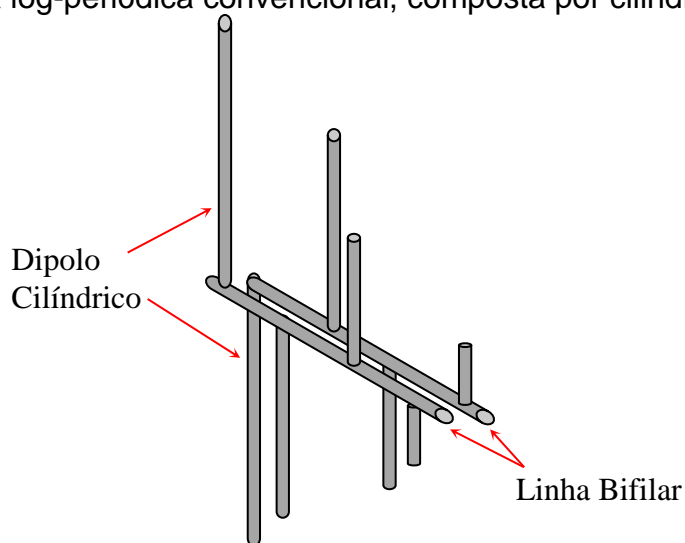
4. ANTENA LOG-PERIÓDICA

Antenas log-periódicas são redes de dipolos cujos comprimentos são determinados por um ângulo de abertura (α), e que possuem espaçamentos entre os elementos de acordo com uma periodicidade logarítmica; daí o nome log-periódica [8]. Os comprimentos e diâmetros dos dipolos e os espaçamentos entre estes formam uma progressão geométrica, cujas grandezas relativas aos elementos vizinhos mantêm entre si uma relação constante [4]. Através destas características, a antena apresenta uma ampla faixa de operação.

4.1 Antena Log-Periódica Convencional

São constituídas de uma sequência de dipolos filamentosares e paralelos, estabelecidos através de cilindros condutores (em geral de alumínio), e são posicionados lado a lado para formar um conjunto coplanar. Esta antena é apresentada na Figura 30. São antenas que possuem todos os elementos ativos, com comprimentos variados, ampla largura de banda, com a frequência mais baixa de operação ditada pelos elementos mais longos, e a frequência mais alta ditada pelos elementos mais curtos.

Figura 30 - Antena log-periódica convencional, composta por cilindros metálicos



Fonte: Elaborado pelo autor

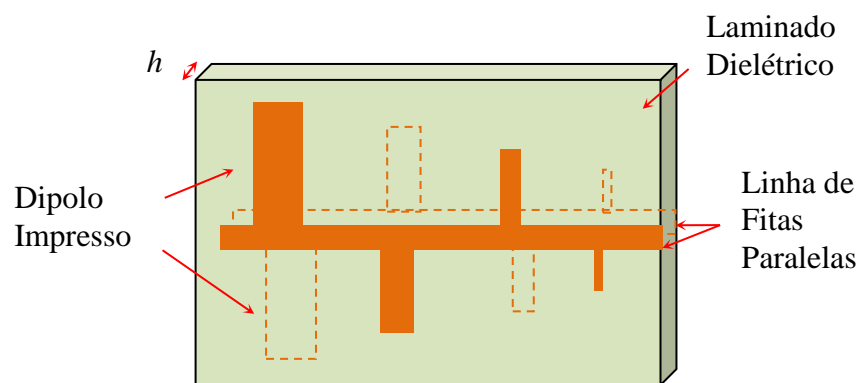
Porém estas características convencionais de construção da antena a deixam consideravelmente grande. Para amenizar isto foi preciso pensar em uma nova

abordagem. Os autores de [9]-[11] modelaram a antena em tecnologia de circuito impresso, fazendo com que seu tamanho, bem como seus custos de construção, reduzisse consideravelmente.

4.2 Antena Log-Periódica Impressa

A antena log-periódica impressa é uma versão modificada da topologia original constituída por cilindros condutores, onde os dipolos e a linha paralela de alimentação são compostos de lâminas de cobre aderidas a uma camada dielétrica plana eletricamente fina com permissividade relativa ϵ_r e espessura h . Tal geometria é mostrada na Figura 31. Para que seja possível fazer a excitação dos dipolos com inversão de fase de 180° entre as correntes dos elementos adjacentes, uma parte de cada dipolo é impressa em uma face, enquanto que a outra parte encontra-se na face oposta do dielétrico. As antenas impressas têm como principais vantagens o baixo custo para produção em massa e facilidade de construção, além de apresentarem peso bem inferior em relação à versão tradicional com elementos cilíndricos metálicos.

Figura 31 - Antena log-periódica impressa



Fonte: Elaborado pelo autor

Os trabalhos [9]-[11] tratam do projeto de antenas log-periódicas impressas. Em [9], parte do procedimento de projeto é descrito, porém o cálculo do comprimento do maior dipolo, que é um dos parâmetros iniciais de projeto, não é claramente definido.

As subseções que seguem descrevem uma sequência de projeto para antenas log-periódicas impressas: cálculo de todas as dimensões da antena através

de fórmulas de fácil implementação computacional; projeto de uma antena com operação satisfatória para a faixa de 824 a 2165 MHz, atendendo aos requisitos propostos; e apresentação de resultados de simulação numérica, onde a geometria projetada é simulada, obtendo-se resultados satisfatórios em termos de baixo coeficiente de reflexão na entrada da antena e ganho para toda a faixa de operação especificada.

4.3 Equacionamento para Projeto de uma Antena Log-Periódica Impressa

A estrutura básica de uma antena log-periódica convencional possui uma linha de transmissão bifilar para excitação dos dipolos cilíndricos. No caso da antena impressa, a alimentação dos dipolos é realizada por uma linha de transmissão composta de duas fitas de cobre isoladas por um material dielétrico com permissividade relativa ϵ_r e espessura h . Esta geometria é ilustrada na Figura 32(a). Conforme esta figura, as direções de fluxo da corrente na fita superior e inferior são opostas, o que sugere que a linha opere com configuração de campo no modo ímpar. Assim sendo, pode-se verificar a existência de simetria das linhas de campo com relação a um plano localizado exatamente na distância intermediária entre as duas fitas, conforme ilustrado na Figura 32(b) (linha tracejada vermelha). Com o emprego da teoria de imagens, verifica-se que, no lugar deste plano, pode-se introduzir um plano condutor perfeito sem que haja alteração dos campos eletromagnéticos. Para fins de cálculo, o plano de terra isola eletricamente uma fita de cobre da outra, sendo que cada uma pode ser tratada isoladamente como uma microfita com substrato de permissividade relativa ϵ_r e espessura $h/2$. Este modelo é ilustrado na Figura 32(c) e permite utilizar as expressões clássicas para o projeto de linhas de transmissão em tecnologia de microfita para calcular a impedância característica da linha de fitas paralelas Z_{ofp} , desde que a correção

$$Z_{ofp} = 2 Z_{0\text{ microfita}} \quad (1)$$

seja realizada. De acordo com [6],

$$Z_{0\text{ microfita}} = \frac{120}{2 \times \sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{F_1}{u} + \sqrt{1 + \frac{4}{u^2}} \right) \quad (2)$$

com

$$F_1 = 6 + (2\pi - 6) \exp\left(-\left(\frac{30.66}{u}\right)^{0,7528}\right) \quad (3)$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left(1 - \frac{10}{u}\right)^{-a \times b} \quad (4)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln\left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0,432}\right) + \frac{1}{18,7} \ln\left(1 + \left(\frac{u}{18,1}\right)^3\right) \quad (5)$$

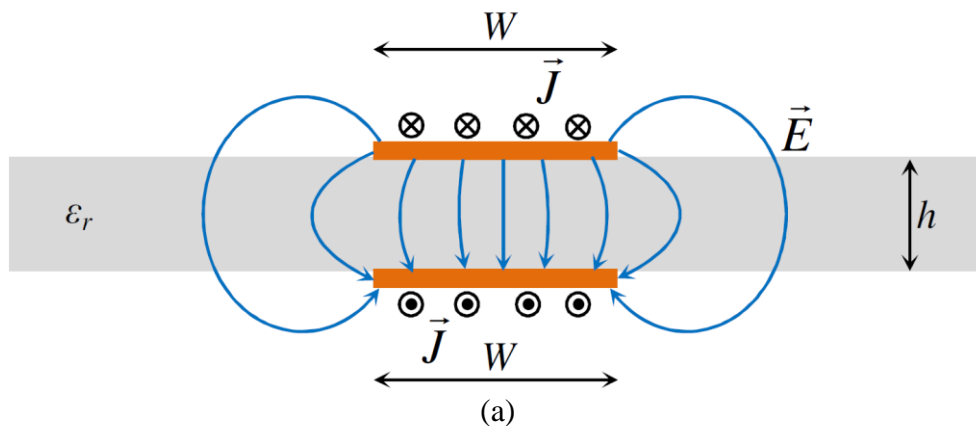
$$b = 0,564 \times \left(\frac{\varepsilon_r-0,9}{\varepsilon_r+0,3}\right)^{0,053} \quad (6)$$

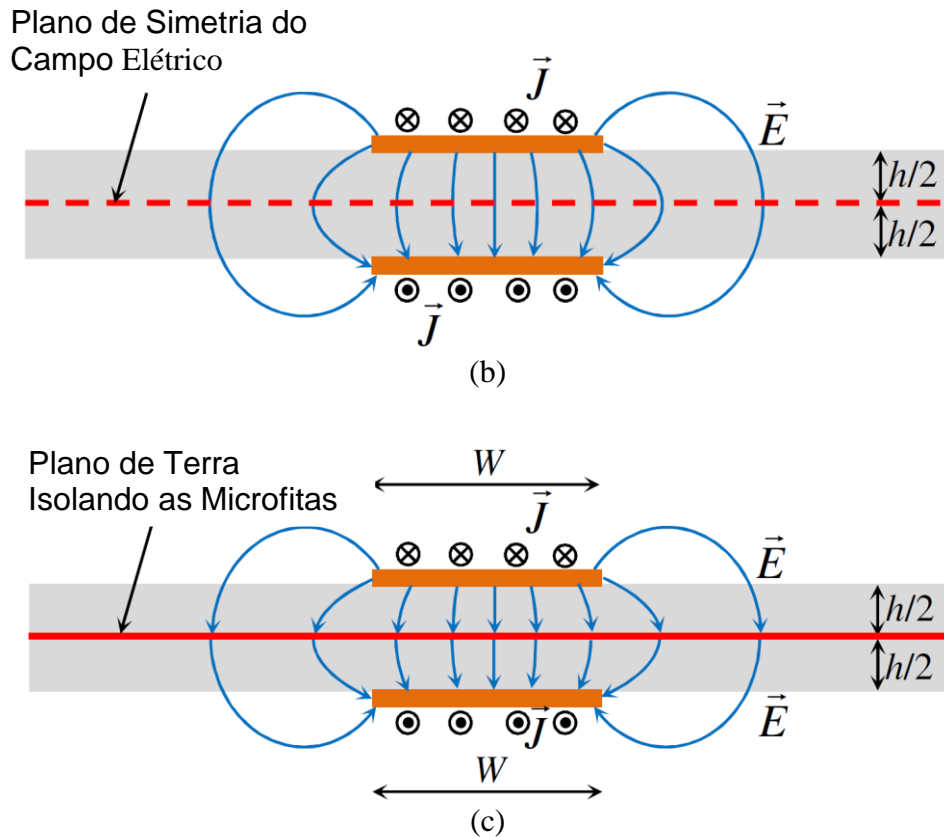
$$u = \frac{W}{h/2} \quad (7)$$

Nas equações (2)-(7), ε_{re} é a constante dielétrica efetiva da linha de transmissão (tanto da linha de fitas paralelas, como da microfita equivalente), e W é a largura das fitas paralelas. Para realizar o projeto da linha de alimentação, as expressões acima devem ser implementadas em um programa de computador, com o qual se varia o valor de W até que o valor de Z_{0fp} escolhido seja encontrado. Tal procedimento pode ser facilmente realizado através de técnicas numéricas simples, como, por exemplo, o método da bisseção.

Para tal cálculo, uma função foi codificada em ambiente MATLAB[®], com o qual é possível encontrar o parâmetro W . O código fonte da função é apresentado no anexo 1.

Figura 32 - (a) Seção transversal da linha de fitas paralelas com linhas de campo elétrico no modo ímpar; (b) Seção destacando o plano de simetria entre as fitas superior e inferior; (c) Modelo equivalente composto de 2 microfitas isoladas por um plano de terra





Fonte: Elaborado pelo autor

A existência do dielétrico é um parâmetro fundamental para o projeto da linha de fitas paralelas, uma vez que, conforme ilustrado na Figura 32, o campo eletromagnético é guiado pelas duas fitas. Adicionalmente, grande parte das linhas de campo encontra-se dentro do material dielétrico. Os dipolos, no entanto, têm como característica expandir o campo eletromagnético para possibilitar a irradiação de energia. Desta forma, a maior parte das linhas de campo associadas aos dipolos da antena log-periódica encontra-se no ar. Por esta razão, desde que a espessura do laminado dielétrico seja muito menor que o comprimento de onda de operação, pode-se considerar, para fins de aproximação de projeto, que os dipolos encontram-se no espaço livre. Essa simplificação permite utilizar a teoria clássica das antenas log-periódicas para dimensionamento dos dipolos.

De acordo com a teoria geral, os parâmetros de projeto α , σ , τ estão inter-relacionados por

$$\alpha = \text{atan} \left(\frac{1-\tau}{4 \times \sigma} \right), \quad (8)$$

onde τ é um o fator de escala, α é o ângulo utilizado para o cálculo dos comprimentos dos dipolos, e σ é o fator de espaçamento entre os dipolos. Uma vez

que dois destes parâmetros tenham sido especificados, o terceiro pode ser calculado. No presente procedimento, utilizar-se-á o gráfico que apresenta curvas de diretividade para diferentes valores de τ e σ apresentado em [8]. Escolhidas estas duas grandezas, calcula-se α a partir de (8).

O princípio de operação das antenas log-periódicas baseia-se no fato de que, para uma dada frequência de operação dentro da banda especificada, apenas alguns poucos dipolos estarão ativos e efetivamente irradiando (ou recebendo) energia. A largura de banda dessa região ativa pode ser calculada por

$$B_{ar} = 1,1 + 7,7 \times (1 - \tau)^2 \times \cot \alpha. \quad (9)$$

A largura de banda de projeto B_s , que é ligeiramente maior que a especificada B , é calculada por

$$B_s = B \times B_{ar} = B \times [1,1 + 7,7 \times (1 - \tau)^2 \times \cot \alpha]. \quad (10)$$

O comprimento total L da estrutura é dado por

$$L = \frac{\lambda_{máx}}{4} \times \left(1 - \frac{1}{B_s}\right) \times \cot \alpha, \quad (11)$$

onde

$$\lambda_{máx} = \frac{v}{f_{min}}. \quad (12)$$

Uma adaptação da teoria clássica ainda precisa ser realizada para o caso das antenas impressas. Apesar da consideração de que os dipolos irradiam no espaço livre, a seção transversal é a de uma fita de corrente, em oposição à geometria cilíndrica da teoria clássica. Portanto, considerar-se-á que a relação entre a impedância de entrada do n -ésimo dipolo e sua respectiva largura W_n será dada por

$$Z_a = 120 \times \left[\ln \left(\pi \frac{l_{máx}}{W_n} \right) - 2,25 \right], \quad (13)$$

com

$$l_{máx} = 0,5 \times \lambda_{máx}. \quad (14)$$

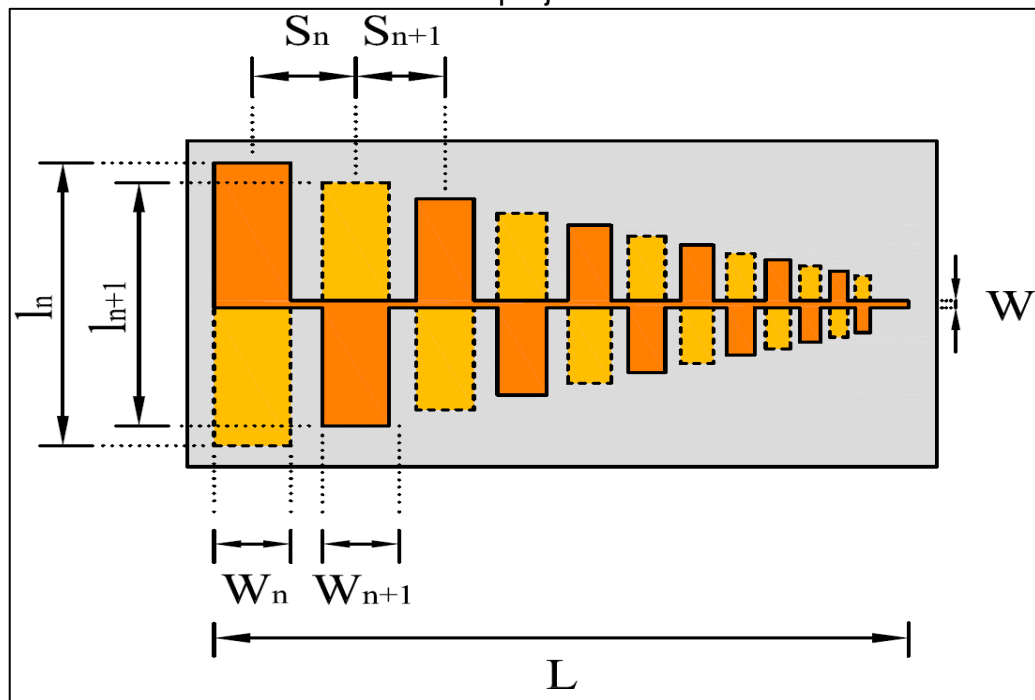
A Figura 33 mostra os parâmetros restantes a serem calculados. O número de elementos N , o espaçamento entre os dois maiores dipolos, e a aplicação do fator de escala para cálculo dos comprimentos, espaçamentos e larguras dos demais dipolos são obtidos por

$$N = 1 + \frac{\ln(B_s)}{\ln\left(\frac{1}{\tau}\right)} \quad (15)$$

$$\sigma = \frac{S_n}{2 \times l_{máx}} \quad (16)$$

$$\tau = \frac{l_{n-1}}{l_n} = \frac{S_{n-1}}{S_n} = \frac{W_{n-1}}{W_n}. \quad (17)$$

Figura 33 - Antena log-periódica em circuito impresso com as principais dimensões de projeto



Fonte: Elaborado pelo autor

4.4 Projeto de uma Antena Log-Periódica Impressa para Estações Rádio-Base

Nesta seção, o formalismo apresentado anteriormente é aplicado ao projeto de uma antena para operação na faixa de 824 a 2165 MHz, que abrange as principais bandas de operação do sistema de telefonia móvel celular no Brasil. Para o projeto da antena, será adotado um substrato de micro-ondas comercial com constante dielétrica 3,3 e espessura de 1,524 mm. Para alimentação da antena, será utilizado um conector tipo SMA 50 Ω . Para que a antena apresente operação satisfatória para a aplicação proposta, espera-se obter valores de coeficiente de reflexão com um sistema de 50 Ω menores ou iguais a -10 dB em toda a banda de interesse e diretividade em torno de 8 dBi. Adicionalmente, a antena deve

apresentar largura de feixe no plano horizontal de pelo menos 60° , de forma a possibilitar a operação da antena para estações rádio-base com 6 setores.

4.4.1 Procedimento de Cálculo das Dimensões da Antena

Como primeiro passo, realiza-se o projeto da linha de duas fitas paralelas. Utilizando-se (1)-(7), obtêm-se a largura das fitas igual 4,75 mm, considerando-se a impedância característica da linha de fitas paralelas $Z_{0fp} = 50 \Omega$, que corresponde ao valor escolhido para casamento com o conector SMA.

O próximo passo foi a determinação dos fatores de escala e espaçamento da antena. A partir do gráfico dado em [8], e considerando-se que a antena deva apresentar diretividade de 8 dBi, obtêm-se os valores de $\sigma = 0,157$ e $\tau = 0,865$ para operação ótima da antena. Substituindo esses valores em (8), resulta que $\alpha = 12,13^\circ$.

Para calcular as dimensões da antena, ou seja, o comprimento e a largura de cada dipolo e as distâncias entre os elementos, foram empregadas as expressões (9)-(17). O comprimento total da antena foi $L = 33,15$ cm; o comprimento do maior dipolo foi $l_{m\acute{a}x} = 18,2$ cm, o número de elementos necessários para compor a antena foi $N = 12$, e o espaçamento entre os dois dipolos mais longos deve ser $S_n = 5,71$ cm.

Tendo em vista que as impedâncias características do conector SMA e da linha de fitas paralelas sintetizada correspondem a 50Ω , adotou-se este valor como impedância de entrada de cada dipolo. Assim, empregando o valor $Z_a = 50 \Omega$ em (13), resulta em uma largura do dipolo mais longo de $W_n = 3,97$ cm.

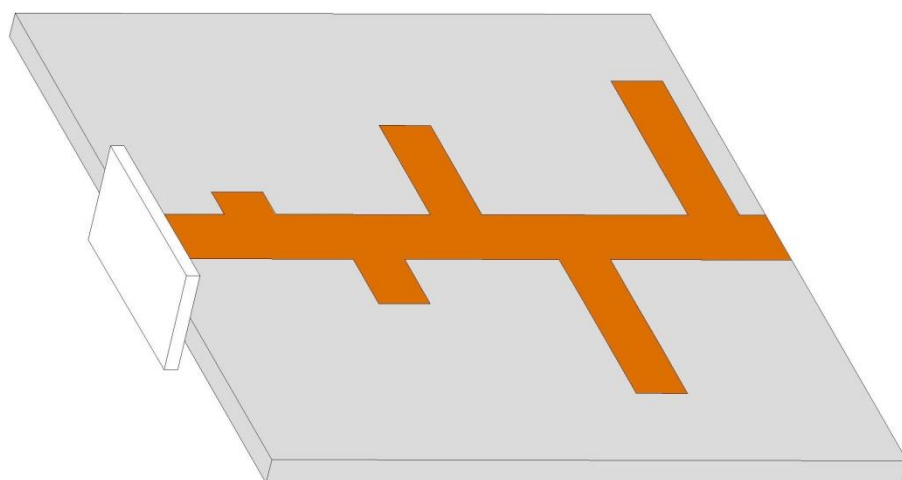
As expressões utilizadas até o momento possibilitaram obter as dimensões para o maior dipolo da antena log-periódica. Finalmente, a equação (17) pode ser aplicada como uma equação recursiva, de forma que as dimensões dos demais elementos possam ser obtidas. A Tabela 3 apresenta os valores obtidos para os 12 dipolos que compõem a antena.

Tabela 3 - Tabela de parâmetros dos dipolos

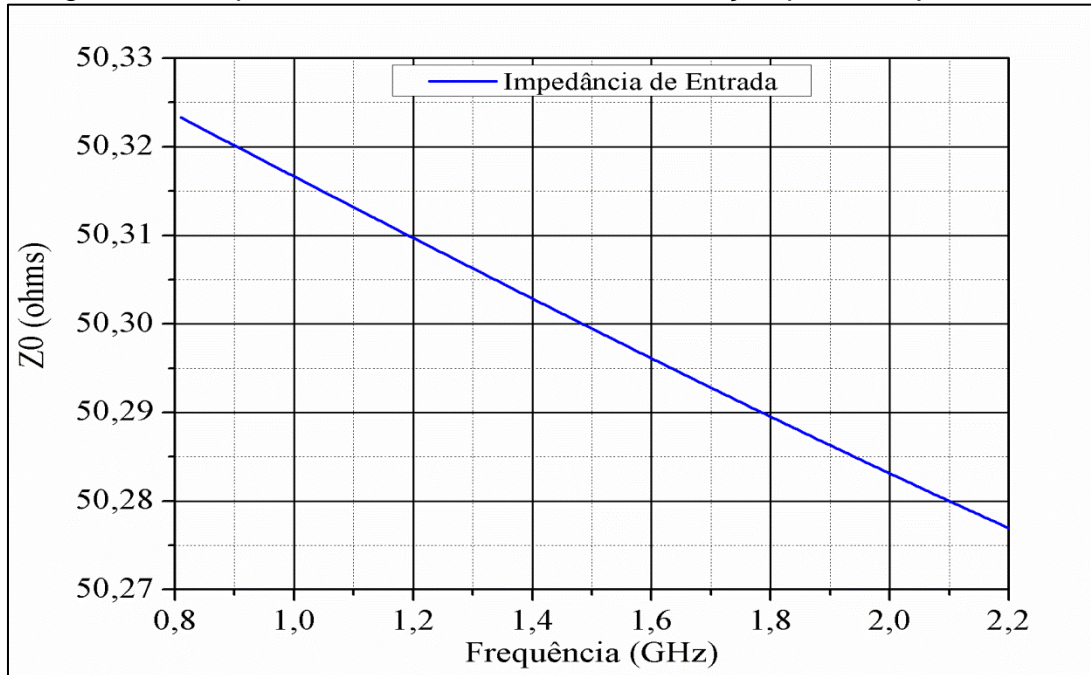
Dipolo n	W_n (cm)	l_n (cm)	S_n (cm)
1	3,97	18,2	5,71
2	3,46	15,74	4,94
3	2,97	13,61	4,27
4	2,57	11,78	3,69
5	2,22	10,19	3,19
6	1,92	8,81	2,76
7	1,66	7,62	2,39
8	1,43	6,59	2,07
9	1,24	5,7	1,79
10	1,07	4,93	1,55
11	0,93	4,26	1,34
12	0,8	3,69	-

Fonte: Elaborado pelo autor

Após o cálculo de todos os parâmetros da antena, a mesma foi modelada e analisada com auxílio do simulador eletromagnético *Ansys HFSS*[®] [12]. Inicialmente, as simulações foram feitas empregando-se uma *waveport* alimentando diretamente a linha de fitas paralelas como mostrado na Figura 34, para verificar se os cálculos dos parâmetros para impedância de entrada estavam coerentes. Obteve-se a relação de impedância para a faixa de frequência requerida de acordo com a Figura 35, e, através desta, verificou-se que a impedância característica estava aceitável para toda banda.

Figura 34- Antena alimentada por uma *waveport*

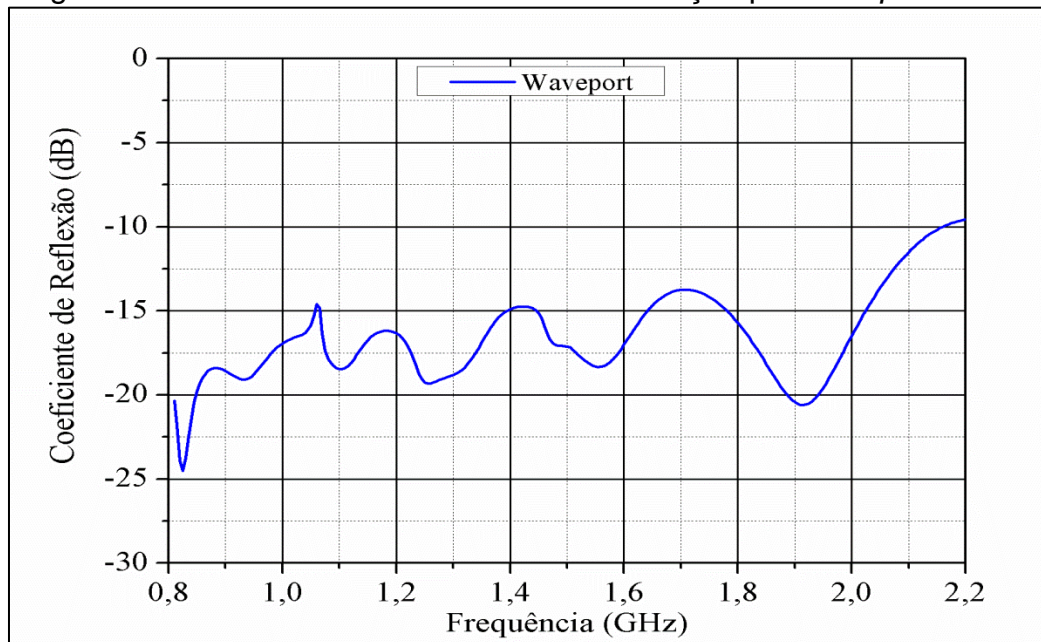
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 35 - Impedância de entrada com alimentação por *waveport*

Fonte: Elaborado pelo autor

Com a antena dentro das especificações exigidas de projeto, realizou-se uma análise ainda com a alimentação por *waveport*, para verificar se os valores dos cálculos adotados atendiam as especificações inicialmente propostas. Como pode ser observado na Figura 36, a antena atende a toda a faixa de frequência estipulada, com característica banda larga, tendo-se como critério o módulo do coeficiente de reflexão abaixo dos -10 dB.

Figura 36 - Coeficiente de reflexão da alimentação por *waveport*



Fonte: Elaborado pelo autor

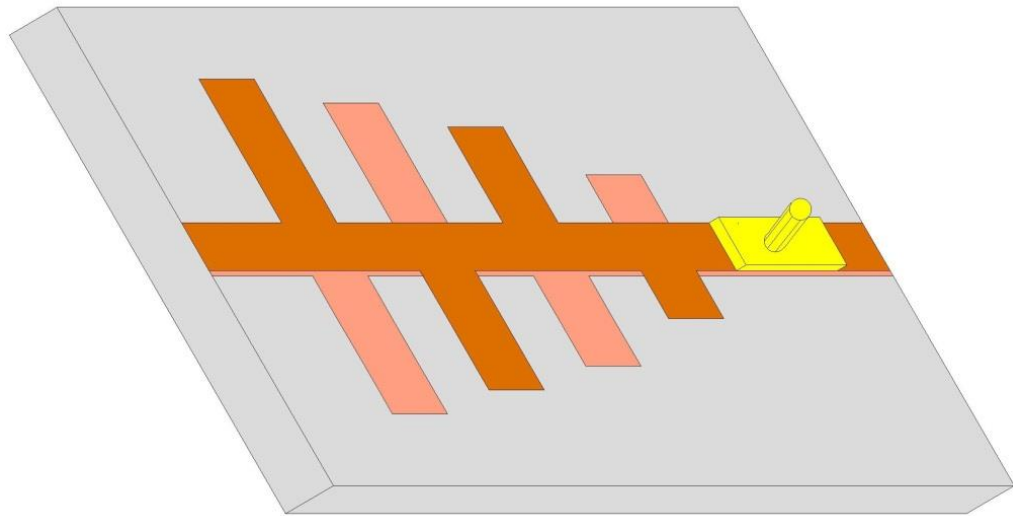
4.4.2 Posição do Conector

Após a análise preliminar da antena alimentada pela *waveport* foi necessária a introdução de um conector SMA para melhor simular as reais condições de projeto da log-periódica. Como a alimentação necessariamente precisava ser feita na parte frontal, região em que se encontra a maior concentração de campo irradiado, algumas distorções ocorreram na introdução do conector coaxial. Portanto, diferentes posições de conexão do SMA foram simuladas para verificar de que maneira o diagrama de irradiação poderia ser afetado em menor escala.

4.4.2.1 Posição 1

Na primeira posição o SMA é posicionado com suas bordas na mesma direção da linha de alimentação da antena (Fig. 37). Apesar de estar alinhado com a linha, as bordas laterais ainda são maiores do que a largura das fitas, e, como o conector possui uma altura considerável em comparação com a espessura da camada de cobre do laminado, algumas modificações nas características da antena ocorreram.

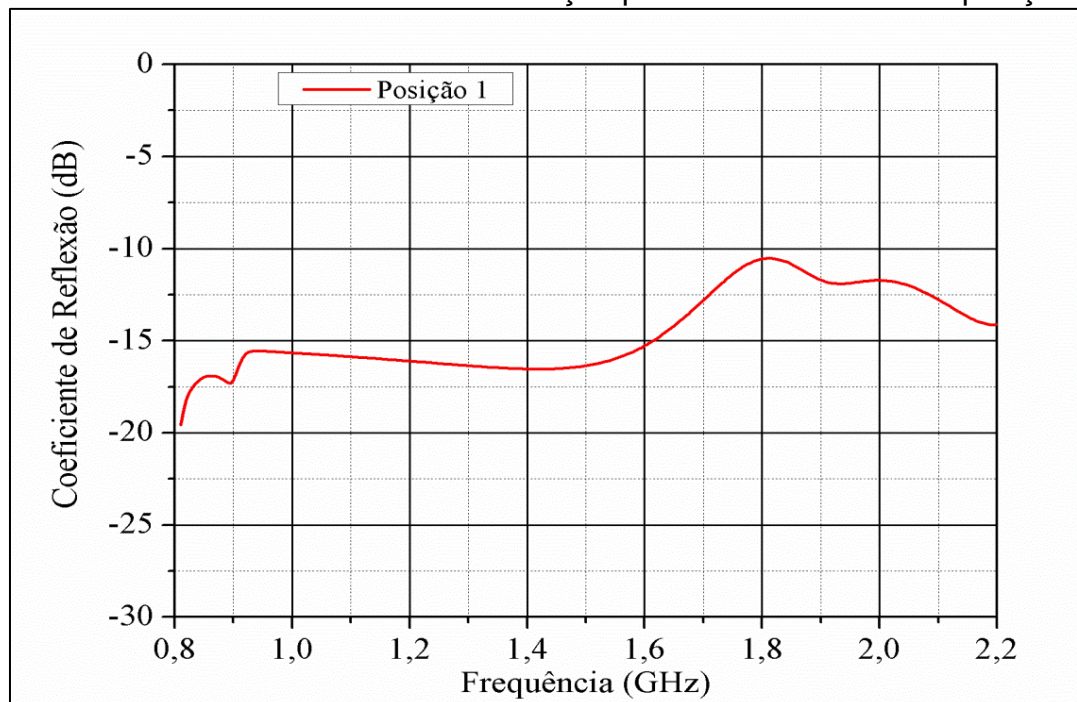
Figura 37 - Antena alimentada por conector coaxial na mesma posição da linha de alimentação da antena



Fonte: Elaborado pelo autor

Pode-se observar através da Figura 38 que acontece uma distorção nas frequências mais altas da curva do coeficiente de reflexão devido à introdução do conector próximo aos menores dipolos. Observa-se que no ponto de 1,8 GHz, a curva passa próxima do valor máximo permitido para o coeficiente de reflexão.

Figura 38 - Coeficiente de reflexão da alimentação por conector coaxial na posição 1

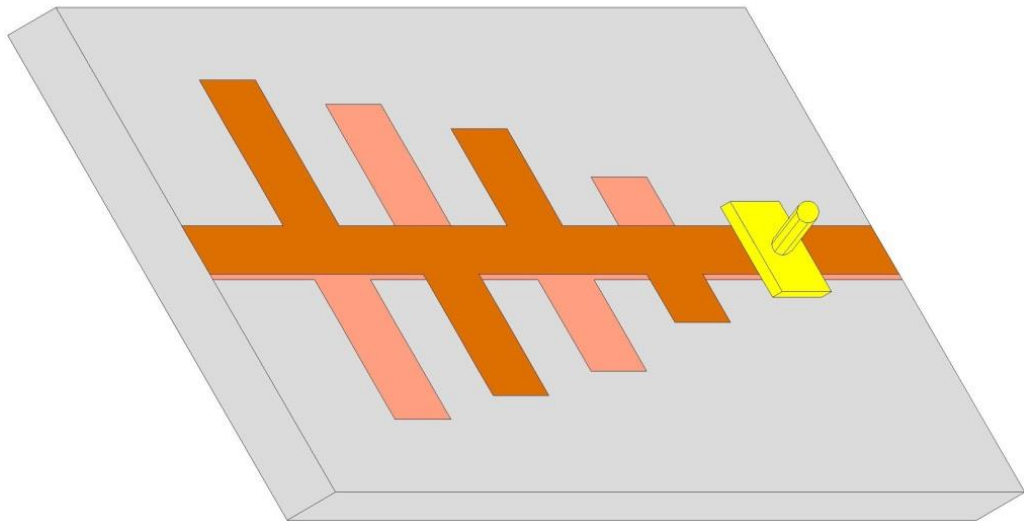


Fonte: Elaborado pelo autor

4.4.2.2 Posição 2

Na segunda posição, as bordas do SMA são dispostas na direção normal em relação à orientação das fitas da linha de alimentação da antena (Fig. 39). Nesta posição, o conector age como mais um dipolo, porém, como as dimensões de largura e comprimento de suas bordas são fixas, o mesmo acaba não seguindo a periodicidade dos dipolos anteriores, necessária para o correto funcionamento da antena. Além de modificar as características da antena nas frequências mais elevadas, como o ocorrido na posição anterior, esta orientação para o conector SMA modifica ainda a progressão periódica de toda estrutura da antena, causando distorção no coeficiente de reflexão.

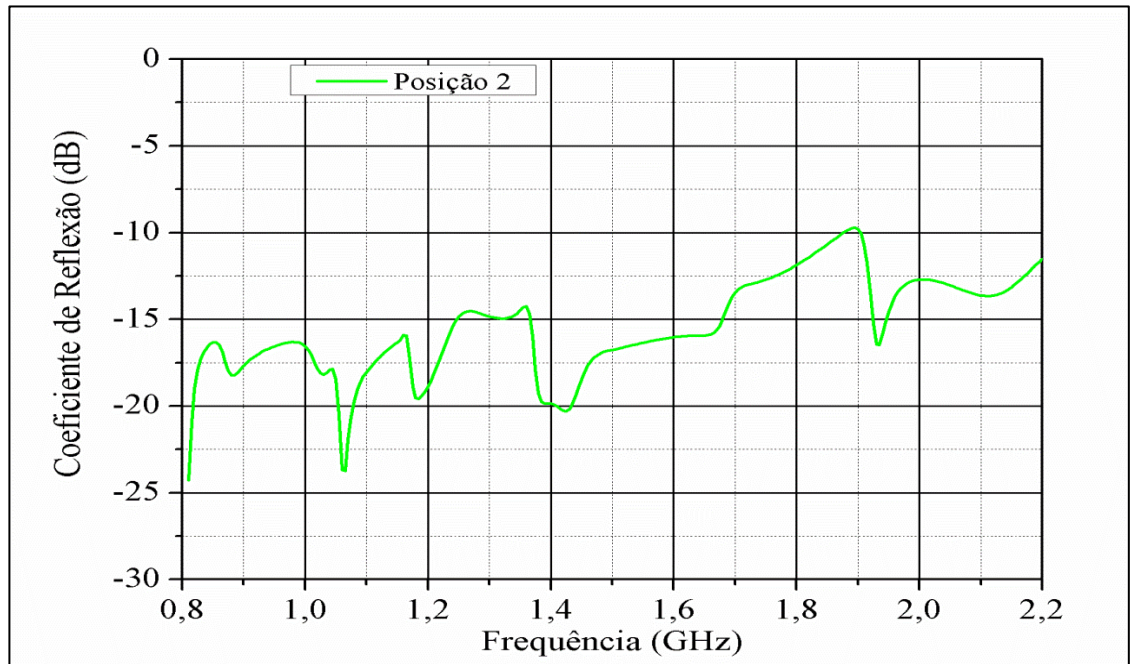
Figura 39 - Antena alimentada por conector coaxial na posição oposta a linha de alimentação da antena



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 40 ilustra as modificações causadas por esta configuração. Como pode ser observado, a curva de coeficiente de reflexão chega a ficar acima do valor máximo especificado em torno de 1,9 GHz.

Figura 40 – Coeficiente de reflexão da alimentação por conector coaxial na posição 2

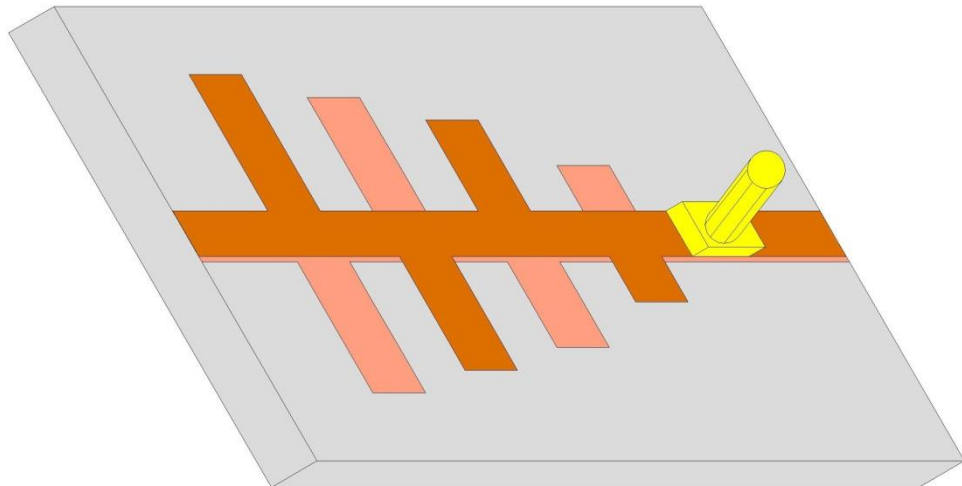


Fonte: Elaborado pelo autor

4.4.2.3 Posição 3

Na busca de tentar minimizar os problemas causados pelas configurações anteriores para alimentação da antena com conectores SMA, uma terceira possibilidade é remover as bordas do conector (Fig. 41). Mesmo minimizando ao máximo os efeitos das bordas sobre a antena, a presença do conector permanece distorcendo os resultados nas frequências mais elevadas de operação.

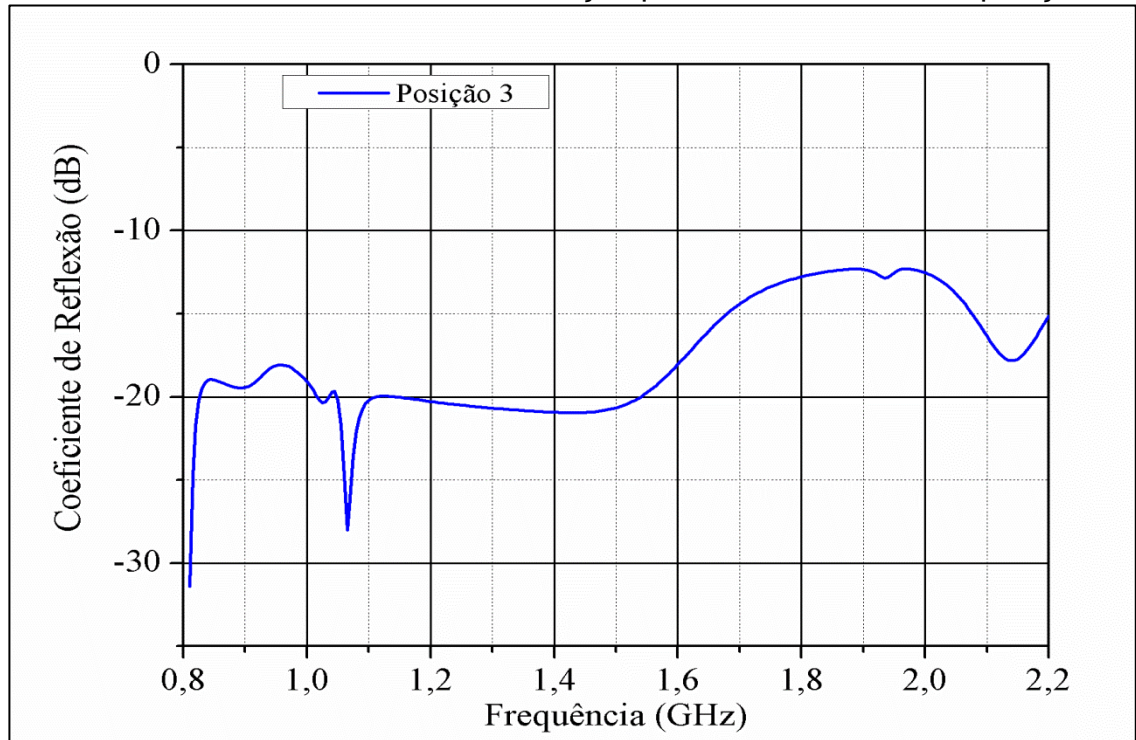
Figura 41 - Antena alimentada por conector coaxial sem bordas



Fonte: Elaborado pelo autor

Pela Figura 42, observa-se que, como nas posições anteriores, uma elevação na curva de coeficiente de reflexão ocorre de 1.6 GHz até 2.1 GHz.

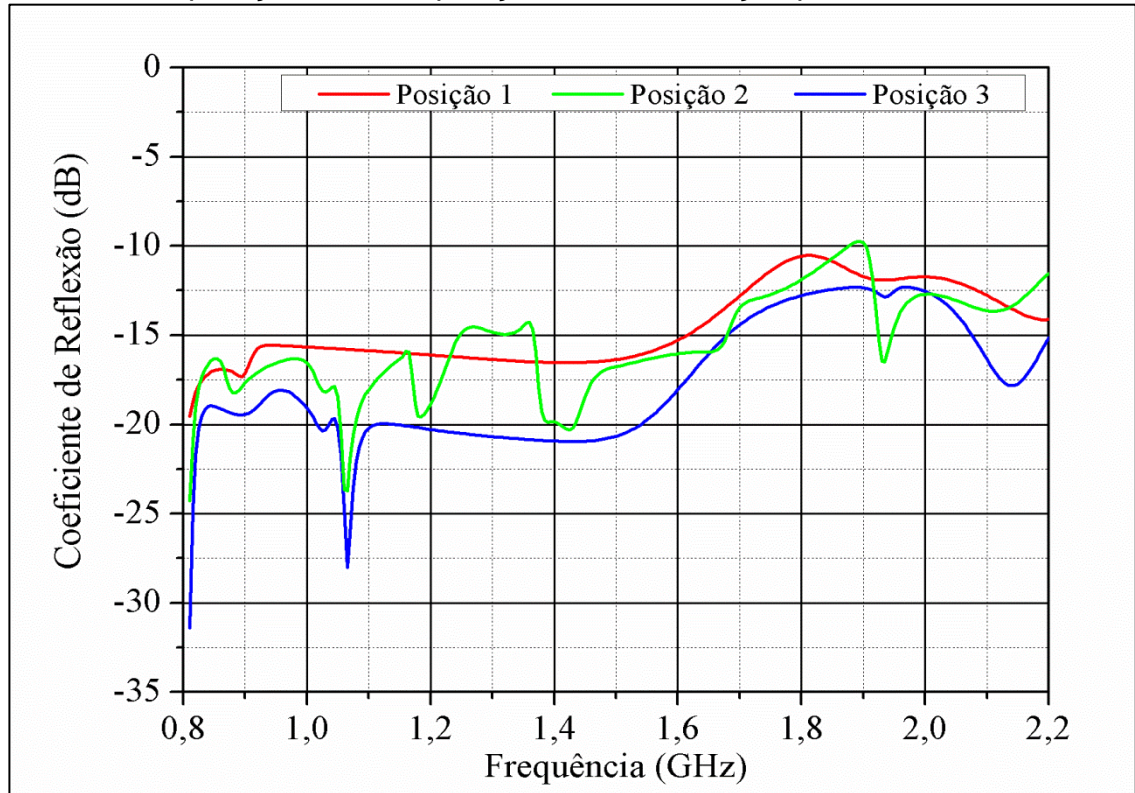
Figura 42 - Coeficiente de reflexão da alimentação por conector coaxial na posição 3



Fonte: Elaborado pelo autor

Pelos resultados obtidos nos três casos analisados, conclui-se, a partir da Figura 43, que aquele que apresentou um melhor coeficiente de reflexão foi a situação em que o conector coaxial tivera suas bordas cortadas. Porém, além do inconveniente da necessidade de modificações físicas no conector, cortando-o para a montagem adaptar-se à simulação, ter-se-ia, ainda, variações na hora de efetuar as medidas da antena, pois, como o conector está alocado na região de maior irradiação da antena, qualquer movimento na hora da medição provocaria um distúrbio nos resultados medidos.

Figura 43 – Comparação das três posições de alimentação por conector coaxial



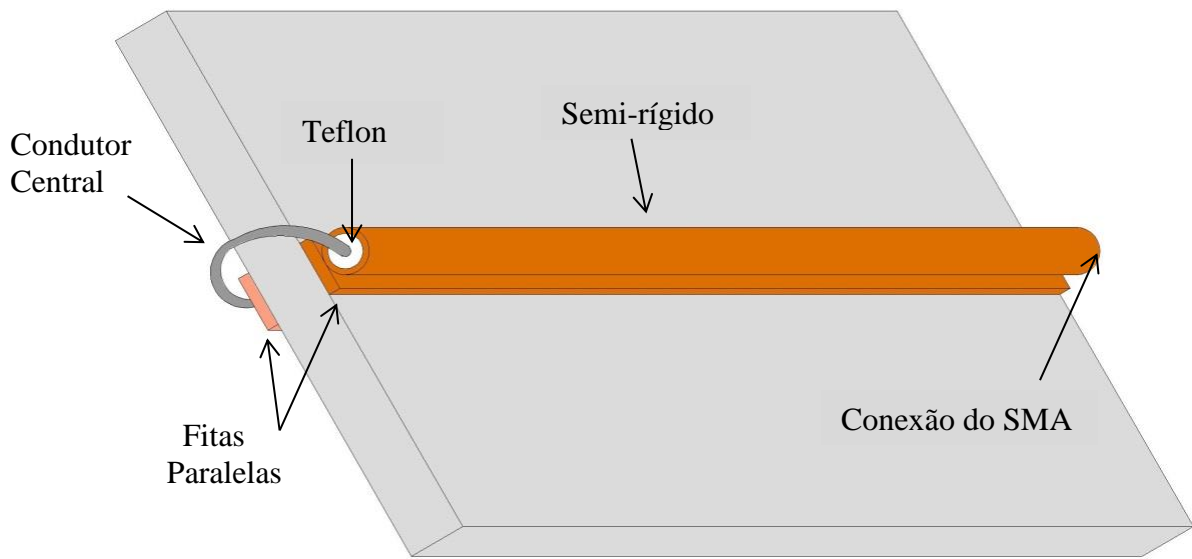
Fonte: Elaborado pelo autor

Para minimizar estes efeitos, decidiu-se estender o conector para a região de reflexão da antena, ou seja, o conector foi levado para trás dos maiores elementos. Para isso, incluiu-se no modelo do HFSS um cabo semi-rígido com 40 cm de comprimento, condutor interno de prata com um diâmetro de 0,511 mm, dielétrico de teflon com diâmetro de 1,676 mm e condutor externo de cobre com 2,197 mm.

4.4.2.4 Semi-rígido com Conexão Externa

Duas configurações para a disposição do cabo semi-rígido foram testadas. Em uma delas, o cabo foi levado até a borda frontal da antena sobre sua fita superior, e o condutor central (em cinza escuro) foi passado por fora do dielétrico (em cinza claro), conectando-o na fita inferior da linha paralela, como demonstrado na Figura 44.

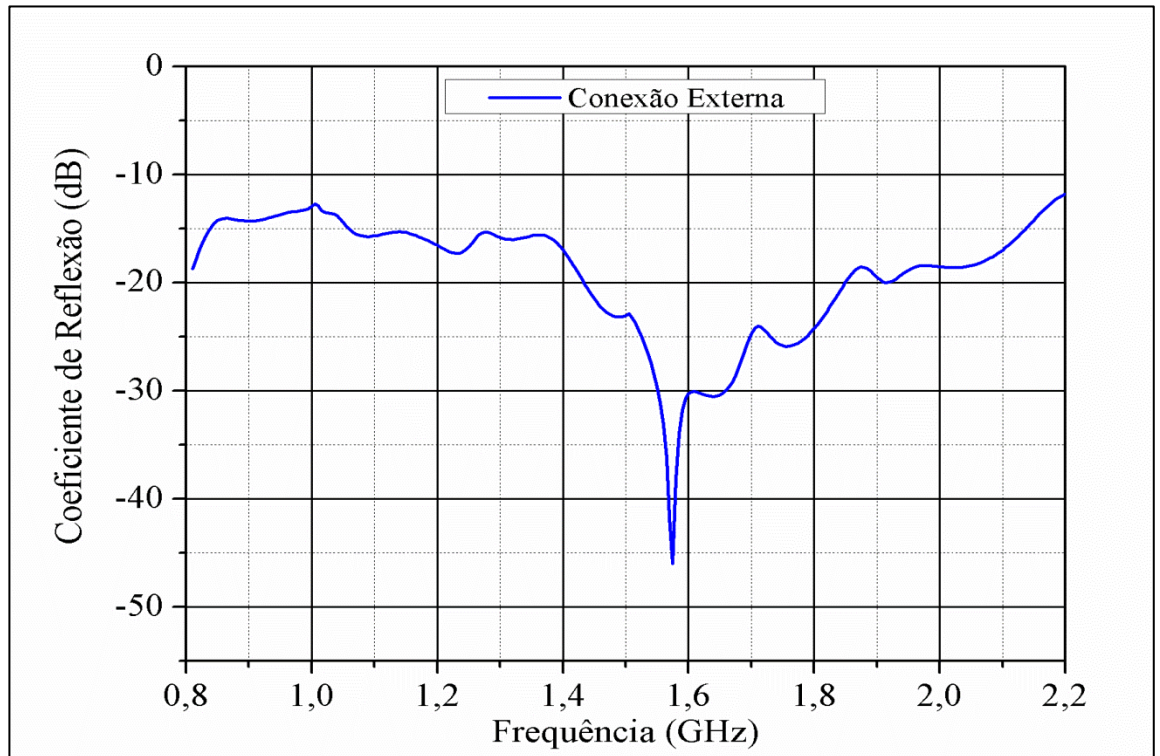
Figura 44 - Antena alimentada por cabo semi-rígido ligando as duas trilhas pela parte externa do dielétrico



Fonte: Elaborado pelo autor

Para esta configuração observa-se que o coeficiente de reflexão da Figura 45 demonstrou um comportamento melhor do que para as disposições anteriores com o conector SMA, pois a distorção nos elementos menores, antes causada pelo conector, agora inexistente. Além de melhorar os resultados, nesta configuração tem-se uma maior confiabilidade em termos de diagrama de irradiação da antena, uma vez que os suportes para fixação e o cabo de alimentação poderão ser acoplados na parte traseira do irradiador, que corresponde à região com menor intensidade de campo irradiado.

Figura 45 - Coeficiente de reflexão da alimentação por cabo semi-rígido com conexão externa



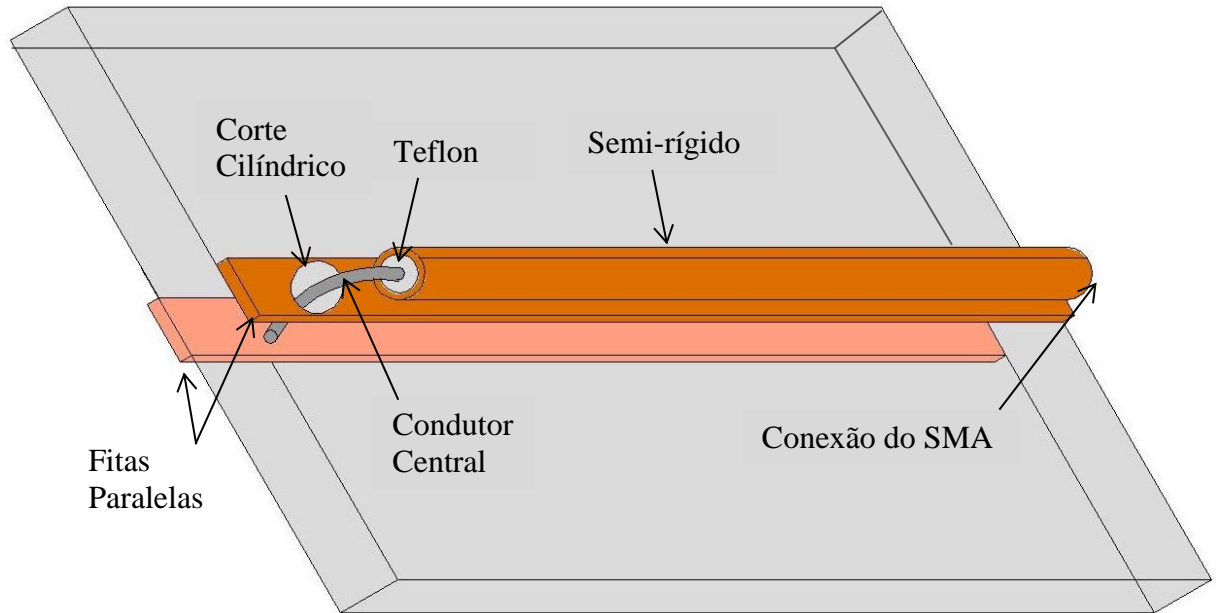
Fonte: Elaborado pelo autor

Apesar da configuração com o cabo semi-rígido apresentar melhores resultados em comparação à soldagem do conector SMA diretamente na antena impressa, esta conexão externa do condutor central ainda apresenta um efeito indutivo em função do comprimento do condutor central do cabo semi-rígido para conexão pela parte externa do substrato. Desta forma, um modelo de alimentação diferente foi estudado, conforme descrito na seção seguinte.

4.4.2.5 Conexão do Cabo Semi-Rígido com Perfuração da Placa

Uma conexão do pino central do semi-rígido diretamente da linha superior, através de um corte cilíndrico na mesma, atravessando o substrato em direção à linha inferior foi testada. A geometria resultante é mostrada na Figura 46.

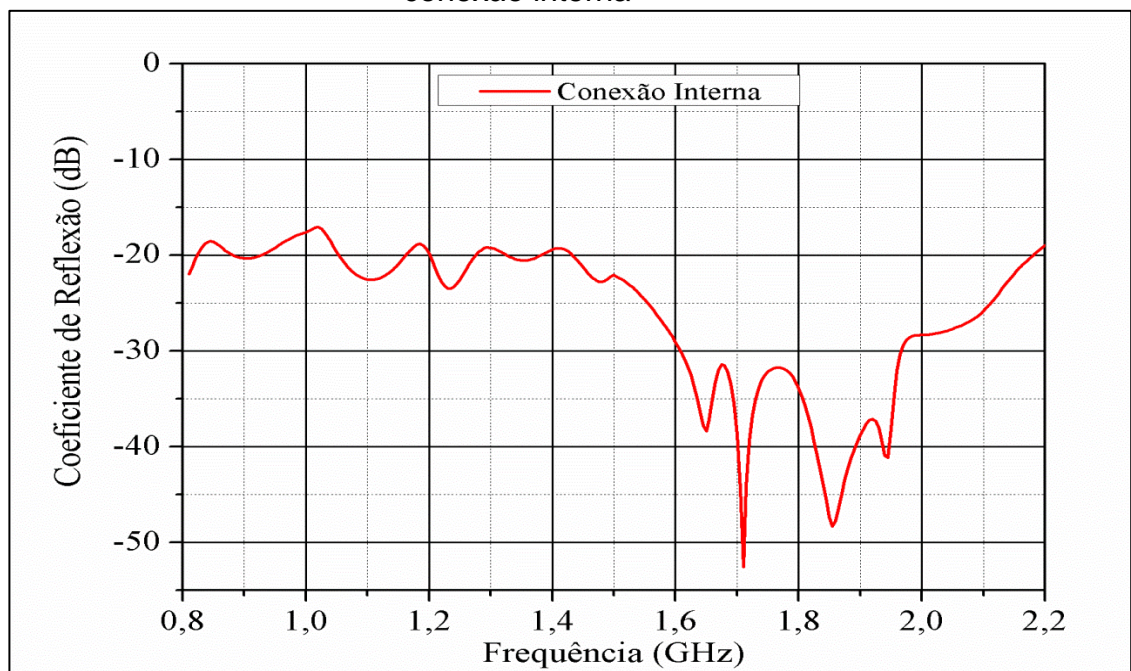
Figura 46 - Antena alimentada por cabo semi-rígido ligando as duas trilhas pela parte interna do dielétrico



Fonte: Elaborado pelo autor

Pode-se observar pela Figura 47 que comparados a todos os outros métodos de alimentação analisados anteriormente, esta configuração foi a que apresentou melhores resultados, atendendo a toda faixa desejada, com o mais baixo nível de coeficiente de reflexão ao longo de toda a banda de análise.

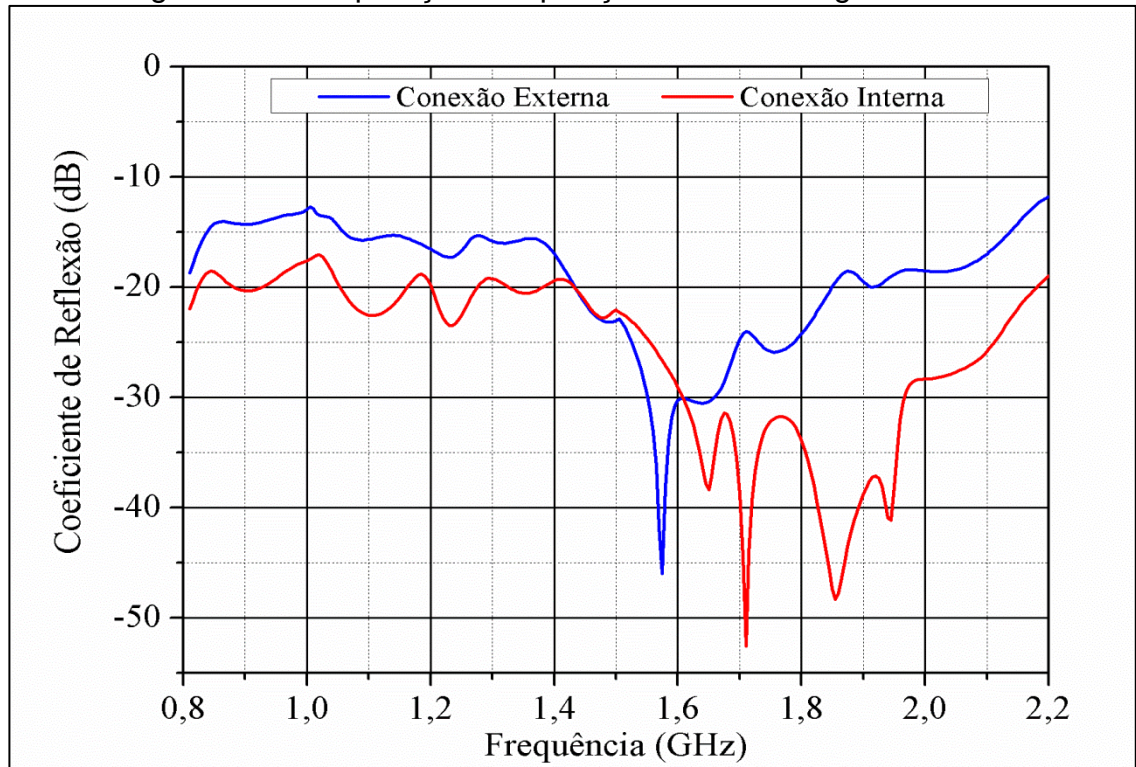
Figura 47 - Coeficiente de reflexão da alimentação por cabo semi-rígido com conexão interna



Fonte: Elaborado pelo autor

Uma comparação dos dois últimos modelos de alimentação com o cabo semi-rígido pode ser observada na Figura 48, na qual se observa que a conexão do condutor central por dentro do dielétrico apresenta um melhor coeficiente de reflexão.

Figura 48 - Comparação das posições dos semi-rígidos



Fonte: Elaborado pelo autor

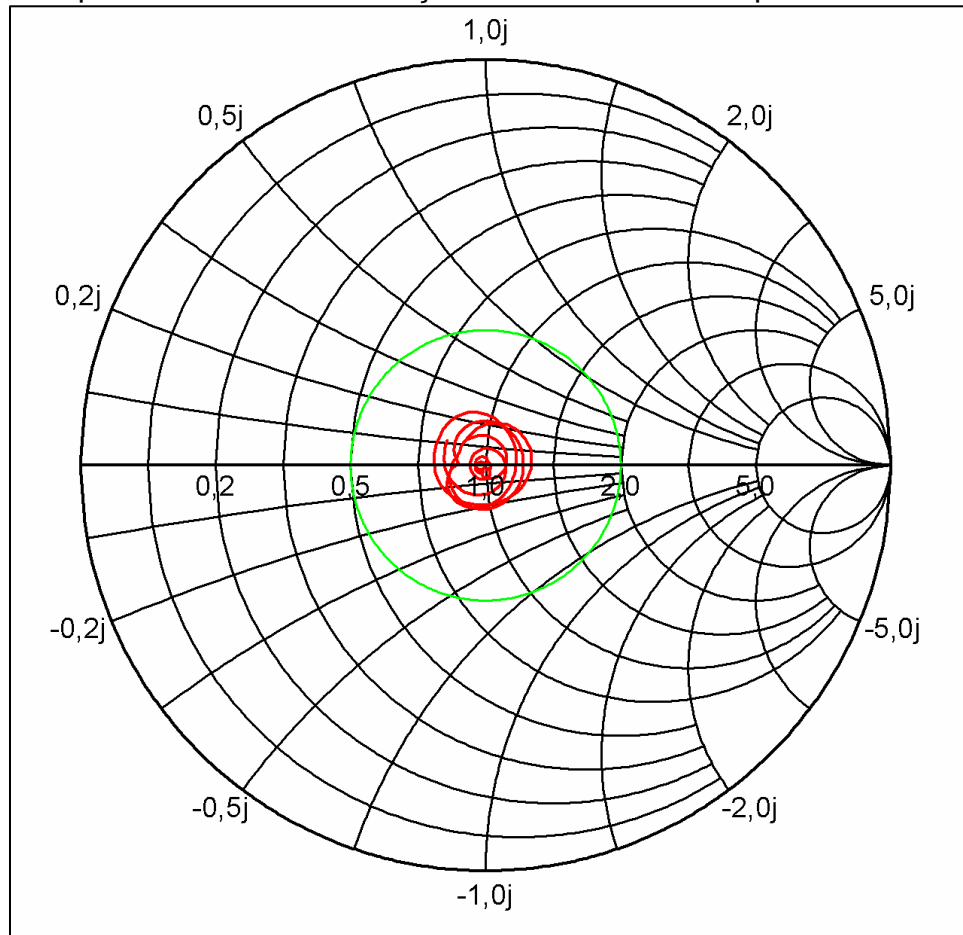
4.5 Análise Eletromagnética da Antena Projetada

Após analisar os diversos métodos para alimentação da antena, optou-se pela última configuração, utilizando um cabo semi-rígido com o pino central atravessando o substrato. Com o modelo projetado, foram simulados os resultados finais da antena log-periódica com banda larga.

As simulações foram configuradas de duas maneiras distintas: em um primeiro caso, a simulação foi realizada para toda a banda de interesse. Nesta situação, o simulador gerou uma malha de tetraedros otimizada para a frequência central de operação (1,45 GHz). O coeficiente de reflexão em função da frequência é apresentado na Figura 47 da sessão anterior, onde se observa que a especificação é completamente atendida. Na Figura 49 pode-se notar a configuração da banda

total de operação da antena na carta de Smith, visto que o interior do círculo verde indica um coeficiente de reflexão abaixo de -10 dB.

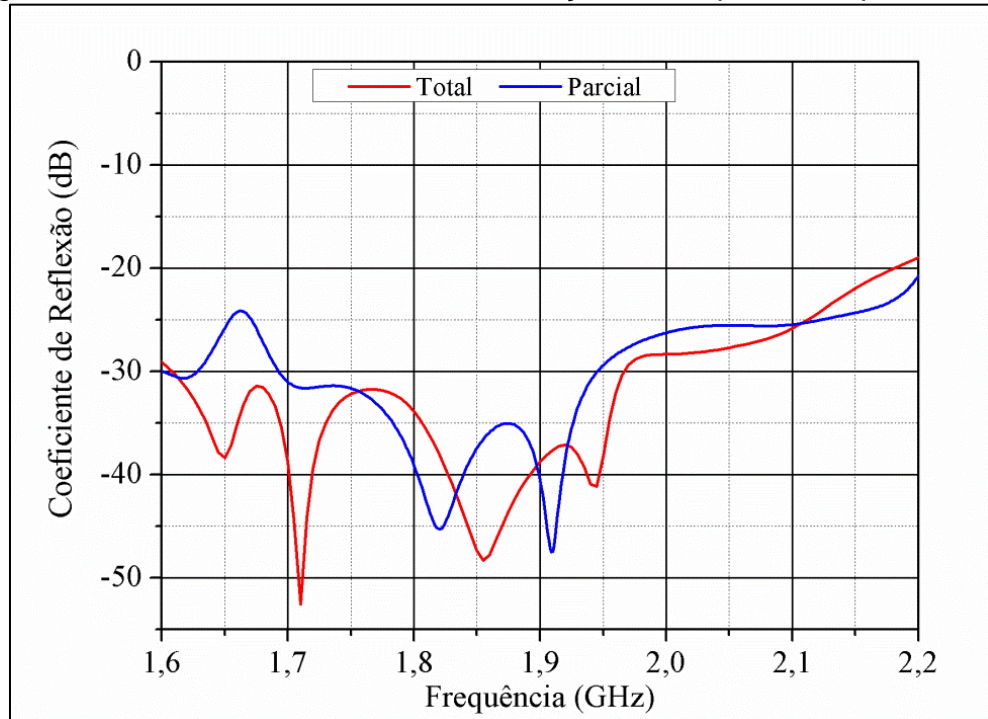
Figura 49 – Impedância de entrada traçada na carta de Smith para a banda total



Fonte: Elaborado pelo autor

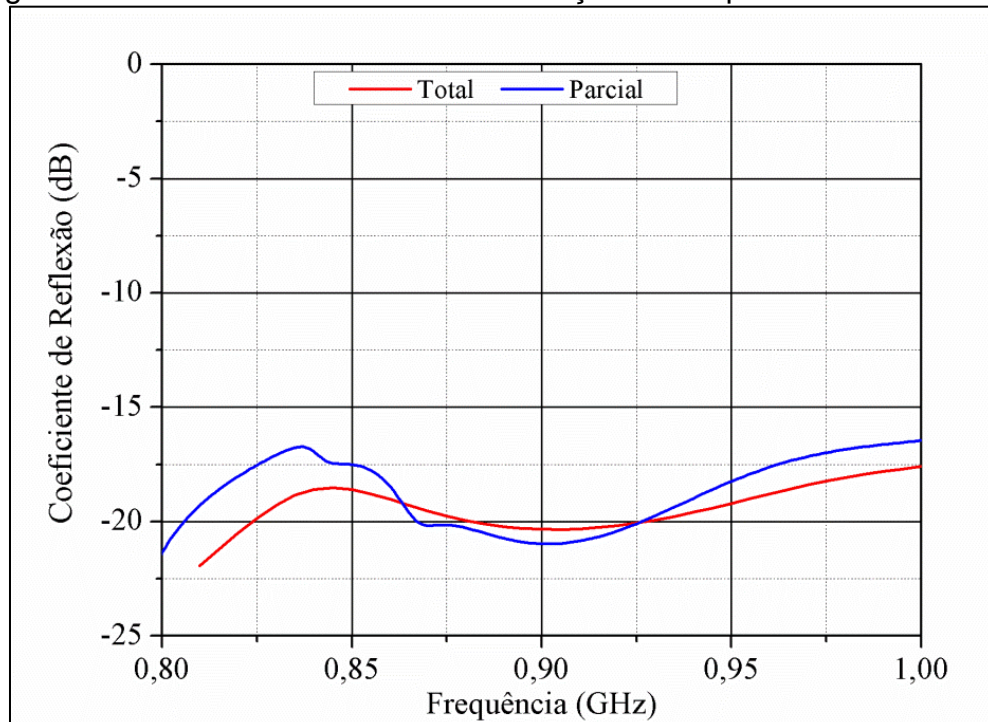
Uma segunda análise foi realizada, na qual duas simulações foram executadas de forma independente e considerando-se somente as bandas de interesse. A principal diferença é que, neste caso, as malhas de tetraedros foram otimizadas para as frequências de 900 MHz e 1,9 GHz. O resultado é mostrado na Figura 50 para a banda superior e na Figura 51 para a inferior, onde se percebe variações nos valores de coeficiente de reflexão na comparação com a análise da banda completa (800 MHz a 2,2 GHz). Apesar das discrepâncias observadas entre as curvas, as diferenças não representam grandes variações em termos de potência refletida pela antena.

Figura 50 - Coeficiente de reflexão da secção de frequência superior



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 51 - Coeficiente de reflexão da secção de frequência inferior

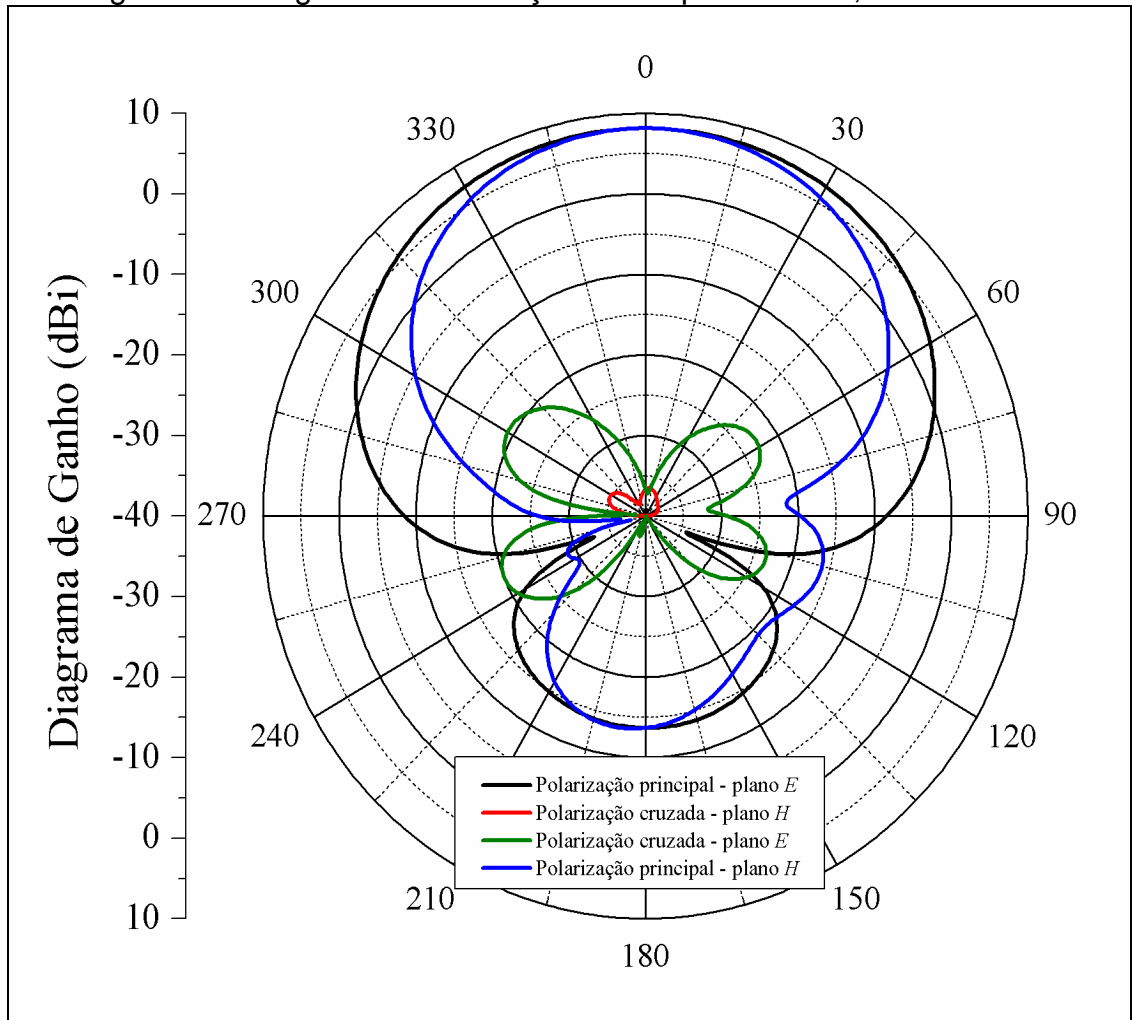


Fonte: Elaborado pelo autor

Os diagramas de irradiação nas frequências centrais das bandas de 824 a 960 MHz e 1710 a 2165 MHz foram calculados. Foram obtidos os diagramas

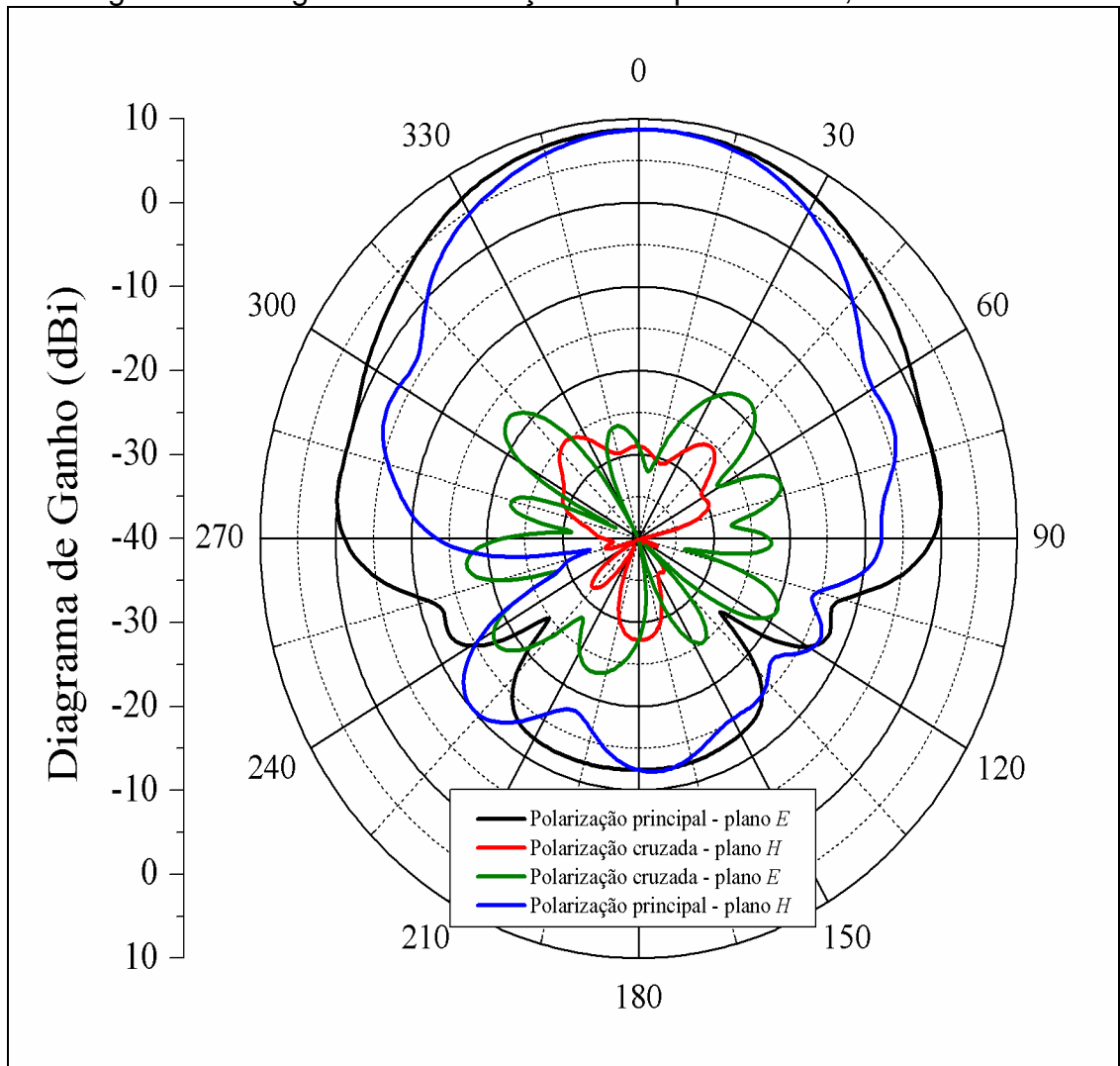
mostrados na Figura 52 para 0,9 GHz, apresentando um ganho de 8,1 dBi, e na Figura 53 para 1,9 GHz, apresentando um ganho de 8,7 dBi.

Figura 52 - Diagrama de irradiação na frequência de 0,9 GHz



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 53 - Diagrama de irradiação na frequência de 1,9 GHz



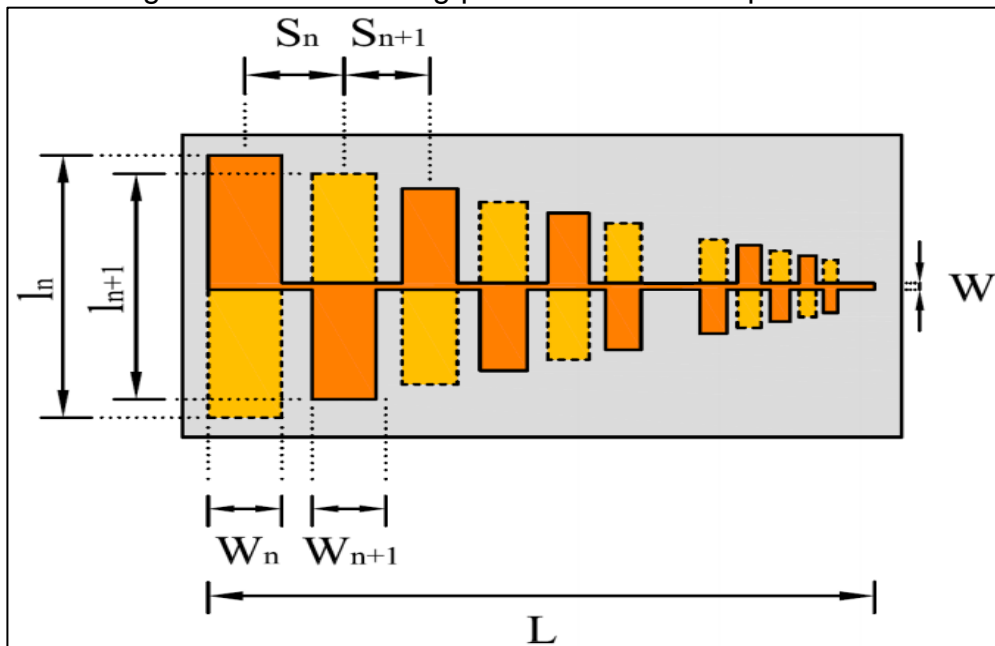
5. ANTENA LOG-PERIÓDICA IMPRESSA DUPLA-FAIXA

Como demonstrado na seção anterior, a antena projetada atendeu a todas as faixas de frequência de telefonia móvel celular no Brasil, porém não apresentou características de dupla faixa, mas sim de banda larga. Essa característica habilita a antena a receber sinais em frequências fora das faixas de interesse para comunicação móvel celular. Exemplos de sistemas que operam entre as bandas de interesse são os sistemas de aviação DME (do inglês, *distance measuring equipment*), que pode ser operado com sinais irradiados com potência em torno de 1 kW, além de radares civis e militares, os quais operam com níveis de potência que podem ser superiores a 100 kW. Assim sendo, visando a reduzir a probabilidade de saturação dos amplificadores e a relaxar as especificações para os filtros dos estágios iniciais da cadeia de recepção das estações rádio-base, é desejável obter-se uma antena com característica dupla-faixa e que apresente alto coeficiente de reflexão na faixa localizada entre as bandas alocadas para comunicação móvel celular.

Para seguir a proposta inicial, modificações no modelo da antena log-periódica tiveram que ser pensadas. Como cada dipolo ressoa em uma dada frequência e apresenta uma banda de operação limitada, optou-se em fazer procedimento semelhante aos autores de [13], que retiraram alguns elementos centrais de uma antena log-periódica para fazer com que a antena separasse a larga banda e começasse a atuar em mais de uma faixa de frequência.

Para isto, diferentes simulações foram realizadas com o objetivo de determinar qual seria o elemento mais apropriado para ser retirado. Considerando-se a estrutura projetada e descrita no capítulo anterior, concluiu-se a retirada do sétimo dipolo, contando-se a partir do elemento de maior comprimento, conduziu à característica desejada, como é mostrado na Figura 54. Verifica-se que a antena opera somente nas faixas de frequência requeridas. Com a retirada de outros elementos, como, por exemplo, o oitavo dipolo, a delimitação da faixa alocava-se para frequências mais altas, enquanto que a retirada do sexto elemento fez com que a curva se deslocasse para frequências mais baixas.

Figura 54 – Antena Log-periódica sem um dipolo central



Fonte: Elaborado pelo autor

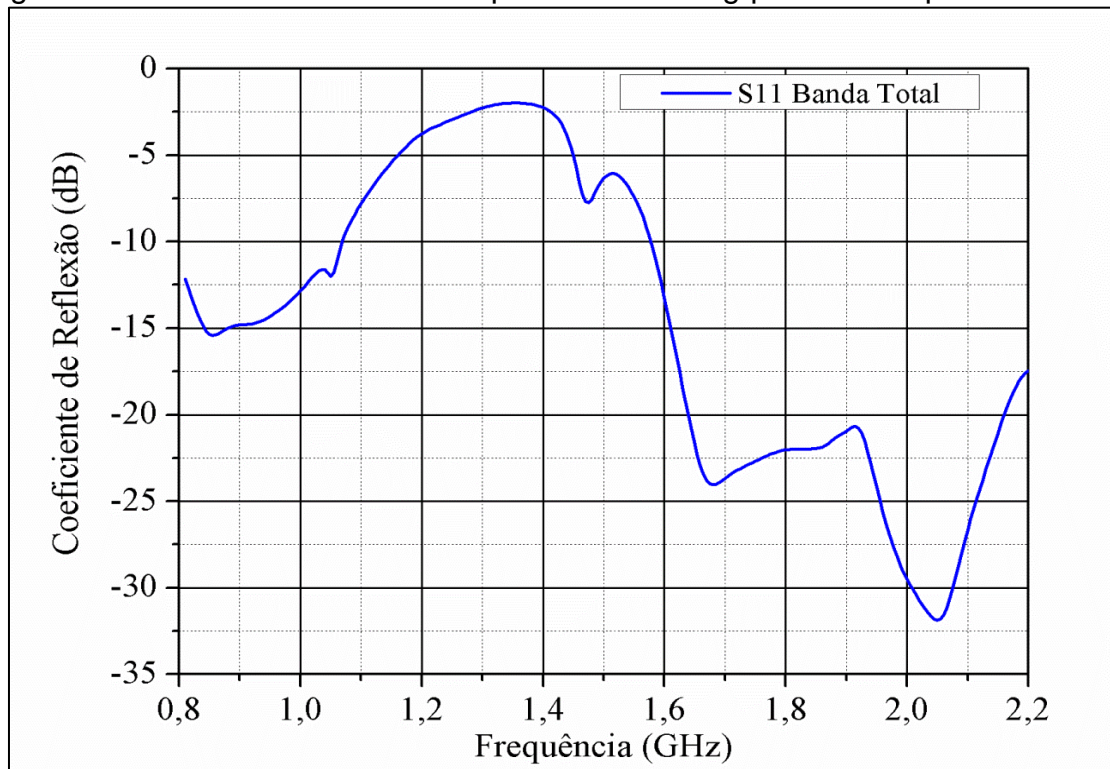
Em seguida, foram estudados meios para diminuir as dimensões da antena, de forma a melhorar seu desempenho e reduzir a quantidade de laminado de micro-ondas necessária para a construção da antena. Variáveis tais como o comprimento L e da distância entre o dipolo antecessor e o sucessor ao retirado S_6 foram reduzidas. Obteve-se redução da antena em até 3 cm do comprimento original (com operação em faixa larga).

5.1 Análise Eletromagnética da Antena Log-Periódica Impressa Dupla-Faixa

A antena log-periódica das sessões anteriores foi simulada para que pudesse ser verificada a sua banda de atuação, bem como os resultados de irradiação para as faixas de frequência estipuladas.

Como pode ser visto na Figura 55, as especificações de 824 a 960 MHz para a banda inferior e 1710 a 2165 MHz para a banda superior são totalmente atendidas, com uma certa margem em suas extremidades para garantir sua atuação no caso de imperfeições do processo construtivo da antena

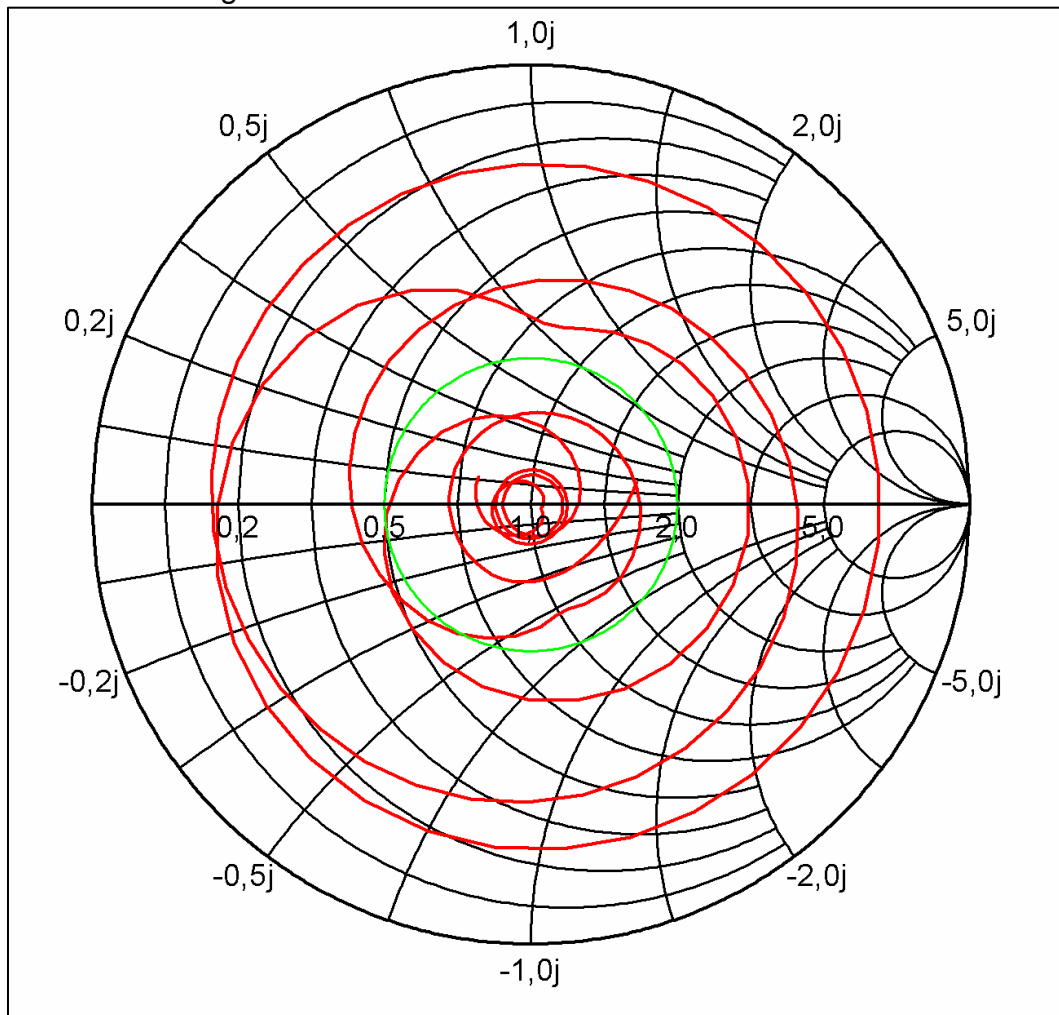
Figura 55 – Coeficiente de reflexão para a antena log-periódica dupla-faixa



Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com a Figura 55, nota-se que a retirada do sétimo elemento da antena fez com que surgisse uma banda de rejeição entre as bandas de interesse. Na Figura 56, percebe-se que a curva sai do círculo de casamento de impedância, passando por fora do círculo verde nas frequências intermediárias, e então volta a ajustar-se para as frequências que compõem a banda superior de operação. Este comportamento ocorre pela ausência do elemento central. É interessante perceber o efeito da retirada do sétimo dipolo na curva de impedância de entrada na carta de Smith, que pode ser melhor visualizado através da comparação entre as curvas traçadas nas Figura 56 e 49. Nesta última, a antena atua com todos os dipolos.

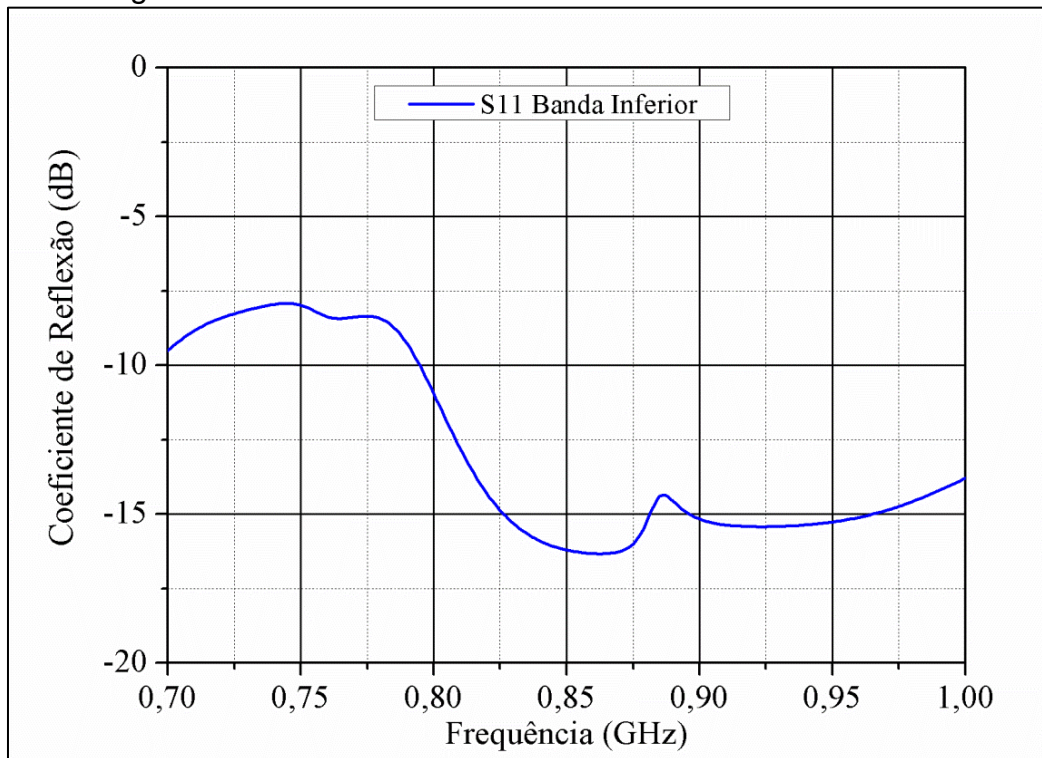
Figura 56 - Carta de Smith da banda total



Fonte: Elaborado pelo autor

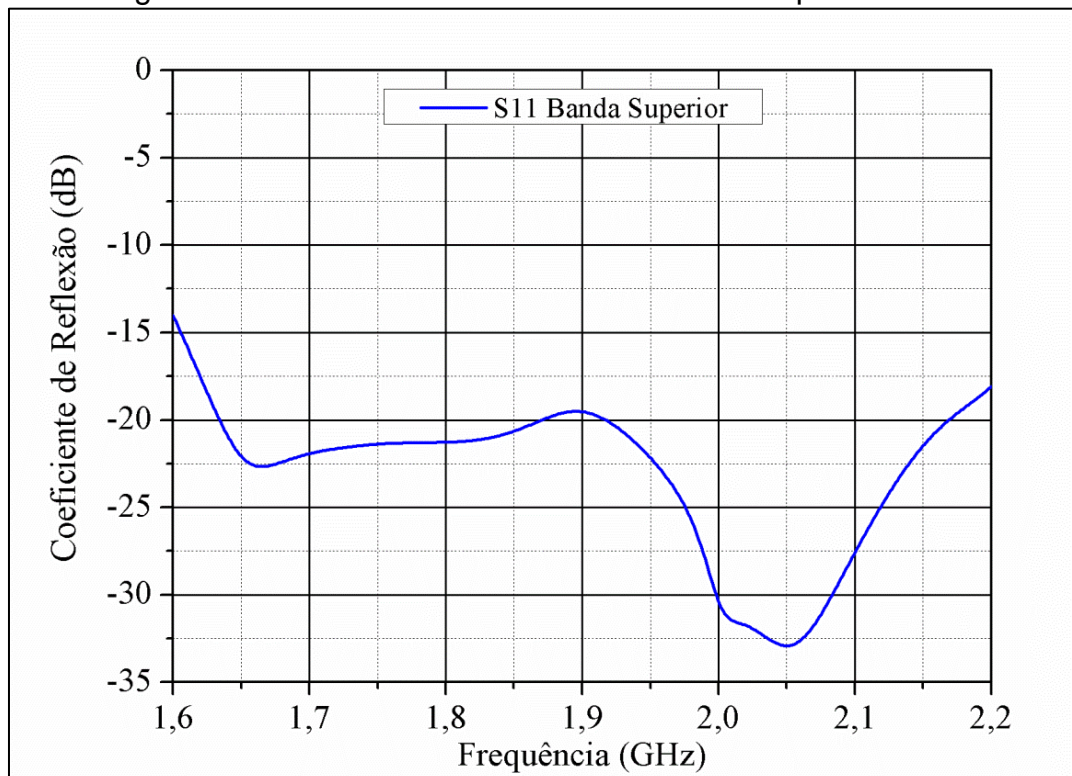
Uma análise minuciosa é feita nas bandas de interesse, pois, como foi citado anteriormente, podem existir diferenças entre as simulações considerando-se as bandas separadamente ou em uma única simulação. A Figura 57 ilustra o coeficiente de reflexão da banda inferior, e a Figura 58 da banda superior.

Figura 57 - Coeficiente de Reflexão da banda inferior



Fonte: Elaborado pelo autor

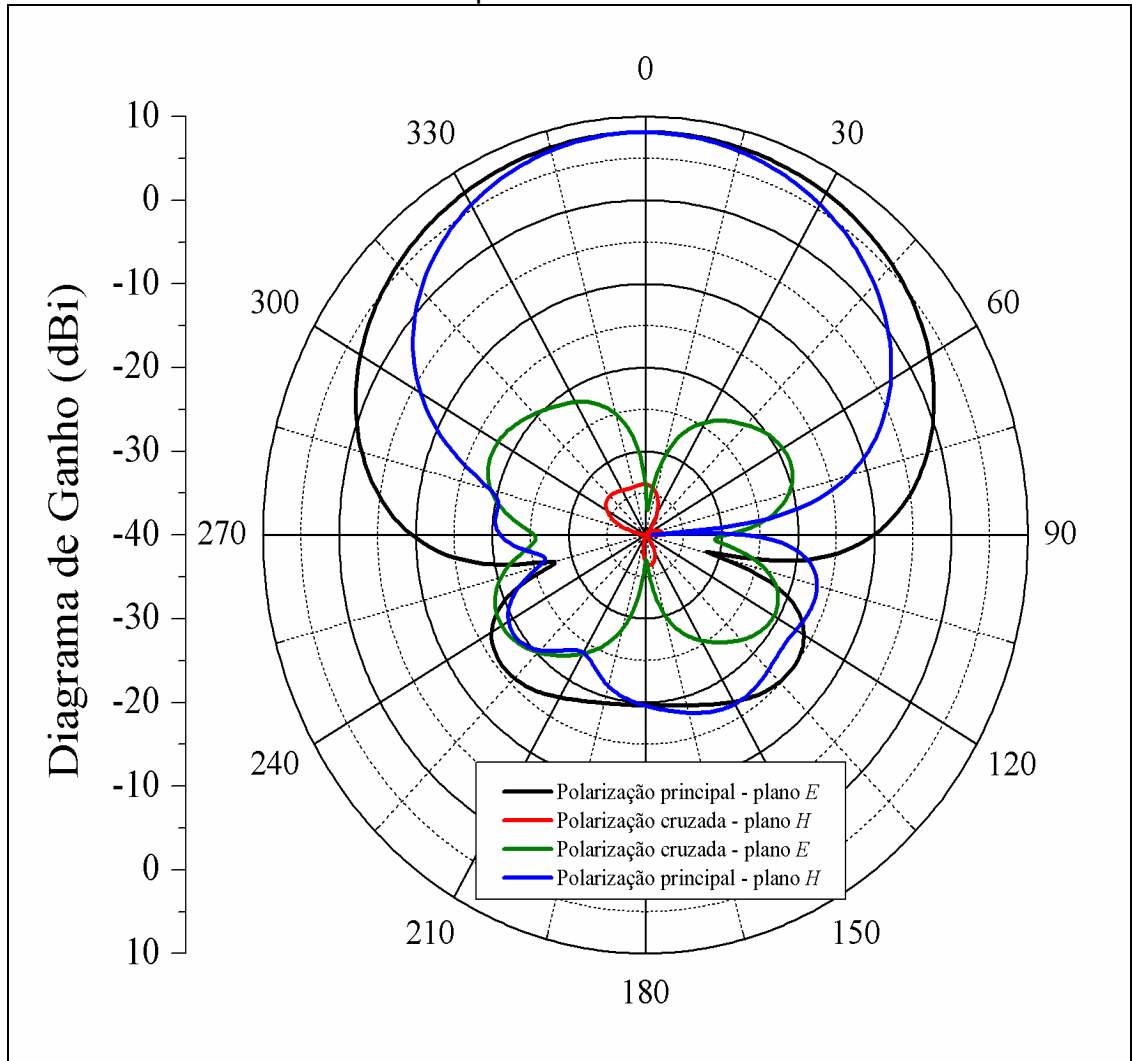
Figura 58 - Coeficiente de Reflexão da banda superior



Fonte: Elaborado pelo autor

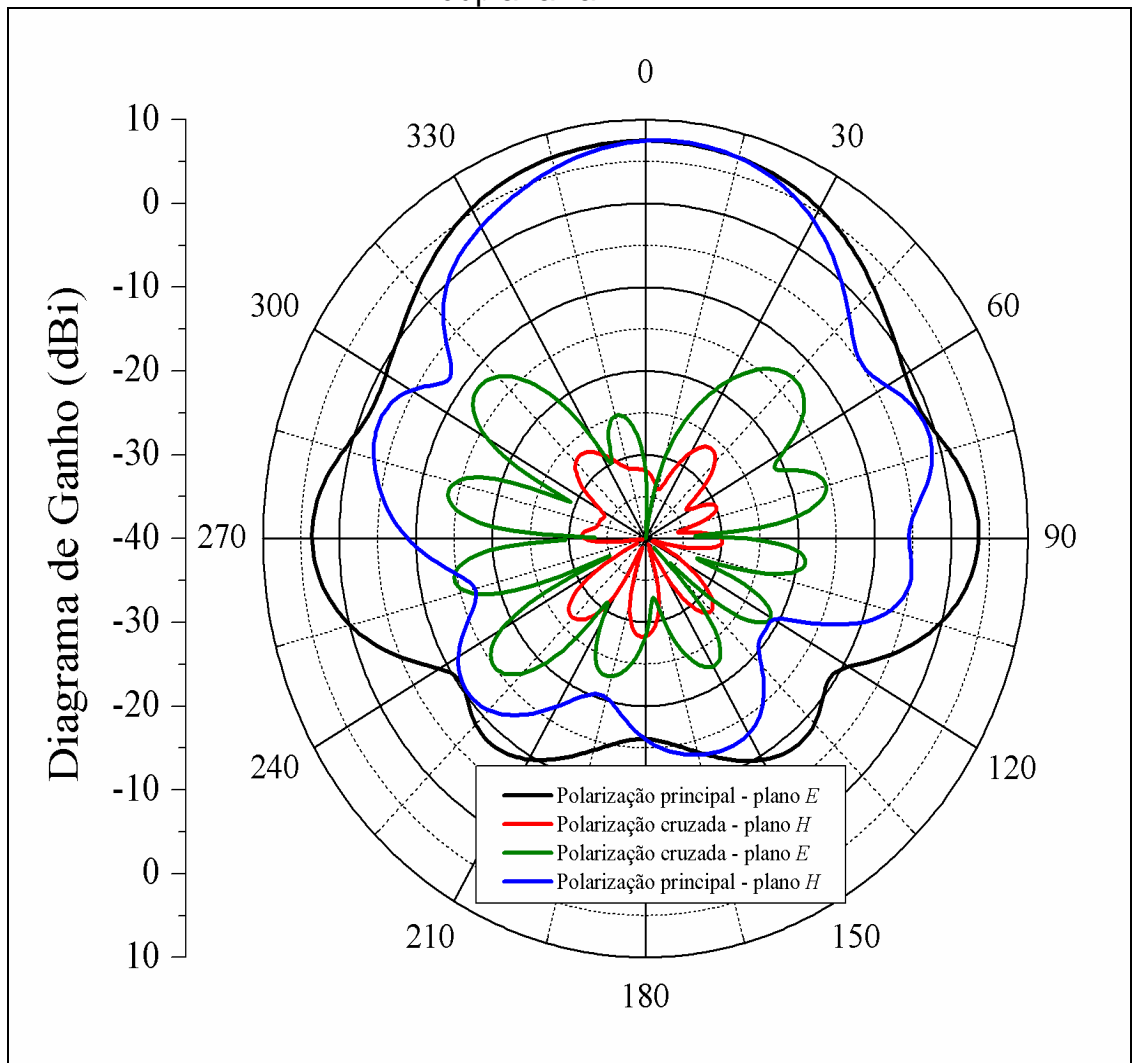
Os diagramas de irradiação nas frequências centrais das bandas de 824 a 960 MHz e 1710 a 2165 MHz foram determinados, na Figura 59 para 0,9 GHz, apresentando um ganho de 8,1 dBi e na Figura 60 para 1,9 GHz apresentando um ganho de 7,5 dBi.

Figura 59 – Diagrama de irradiação da banda inferior para a antena log-periódica dupla-faixa



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 60 – Diagrama de irradiação da banda superior para a antena log-periódica dupla-faixa



Fonte: Elaborado pelo autor

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Atualmente, cada vez mais, tenta-se minimizar tamanho e custos, com estruturas compactas e que ofereçam resultados satisfatórios. As antenas estudadas neste trabalho apresentaram diferentes efeitos, cada uma com sua particularidade.

Apesar de ser uma topologia pouco discutida, pode-se observar que o estudo paramétrico apresentado forneceu um resumo sobre os efeitos das diversas dimensões da antena em forma de E . Quando o comprimento das fendas for pequeno, a antena apresentará apenas uma frequência de ressonância. Quando se aumenta o comprimento das fendas, outro modo ressonante se estabelece. Quanto maior for o comprimento das fendas, menor será a segunda frequência de ressonância.

A partir dos resultados obtidos no estudo paramétrico, e do dimensionamento da antena para operação nas bandas de frequência alocadas para o sistema de telefonia móvel celular no Brasil, observou-se que um dos motivos da obtenção de resultados insatisfatórios foi o fato de que as bandas de operação se encontram muito deslocadas uma da outra, fazendo com que a irradiação do segundo modo de ressonância fosse insatisfatória, visto que este tipo de topologia pode ser melhor aplicada a uma antena de banda larga com apenas uma banda de operação.

Este trabalho também demonstrou que, mesmo sendo uma topologia bastante difundida, alguns parâmetros para o projeto da antena log-periódica ainda permaneciam pouco explanados. Com o equacionamento para antenas log-periódicas impressas apresentado, verifica-se que as expressões mostradas na seção 3.3 possuem forma simples para codificação em um programa de computador.

Simulações com o software *Ansys HFSS*[®], empregado para projetar uma antena dentro das faixas de frequência especificadas, foram realizadas. Verificou-se que, dependendo da posição da alimentação, a antena comporta-se de maneira diferente, e que o próprio software apresenta variações nos resultados quando simuladas faixas largas comparadas com faixas estreitas de frequência.

Após um ajuste minucioso nos parâmetros da log-periódica impressa, seu ganho ficou próximo ao valor considerado para o projeto. Adicionalmente, obteve-se baixo coeficiente de reflexão (inferior a -10 dB) em toda a banda desejada, porém ainda com o inconveniente de não possuir dupla faixa de operação.

Observou-se que, com modificações na topologia da antena log-periódica impressa convencional, foi possível obter-se um irradiador com banda larga operando nas duas faixas de frequência alocadas para telefonia móvel celular do Brasil. Isto foi possível pela retirada de um dipolo da estrutura original causar uma faixa de rejeição entre as bandas de interesse.

Apesar de a antena com faixa larga apresentar melhores resultados do que a com dupla faixa, ainda é preferível utilizar a antena dupla faixa, pois, nas frequências de 1,2 a 1,4 GHz, há a operação de radares, os quais podem causar interferência no funcionamento de ERBs próximas a aeroportos ou áreas militares.

REFERÊNCIAS

- [1] Microstrip antenna. Material de divulgação disponível em: http://en.wikipedia.org/wiki/Microstrip_antenna. Acesso em Julho de 2014
- [2] JU WANG; KANG AN; YAN LIU, *Analysis of electrical characteristics of LPDA and HFSS simulation design*, 2011.
- [3] CARREL, R.L. *Analysis and design of the log-periodic dipole antenna*, Ph.D. thesis, University of Illinois, 1961.
- [4] R. J. A. JUSTINO. *Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações*. 1ª Edição, Érica Ltda, 2012.
- [5] B.K. ANG AND B.-K. CHUNG, *A wideband e-shaped microstrip patch antenna for 5 - 6 GHz wireless communications*, Progress In Electromagnetics Research, v. 75, p. 397-407, 2007.
- [6] K.L. WONG AND W.-H. HSU, *A Broad-band rectangular patch antenna with a pair of wide slits*, IEEE Trans. Antennas Propagat., v. AP-49, n. 9, p. 1345-1347, 2001.
- [7] F. YANG, X.-X. ZHANG, X. YE, AND Y. RAHMAT-SAMII, *Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications*, IEEE Trans Antennas Propagat., v. AP-49, n. 7, p. 1094-1100, 2001.
- [8] C. A. BALANIS, *Antenna Theory – Analysis and Design*. 3ª Edição, John Wiley& Sons, 2005.
- [9] G. A. CASULA, P. MAXIA, G. MAZZARELLA, AND G. MONTISCI, *Design of a printed log-periodic dipole array for ultra-wideband applications*, Progress In Electromagnetics Research C, v. 38, p. 15-26, 2013.
- [10] PING LI; XUDONG JIANG; XIJIE LIU; HUIYU SHI; XINGGANG LU, *Research on the relation between Printed Log-Periodic Antenna's feed and bandwidth*, Signals Systems and Electronics (ISSSE), 2010 International Symposium on , v. 2, n. 3, p. 17-20, 2010.
- [11] DING, X.; WANG, B. -Z; ZANG, R., *Design and realization of a printed microstrip log-periodic antenna*, Electromagnetics; Applications and Student Innovation (IWEM), 2012 IEEE International Workshop on , v. 1, n. 3, p. 6-9, 2012.
- [12] ANSYS HFSS users' guide version 15.0, ANSYS corporation, 2013.
- [13] NAVARRO, E.A.; CARRASCO, J.A.; REIG, C., *Dual printed dipole design method*, Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on , v. 1, n. 4, p 12-16, 2010.
- [14] DESIGNER, Ansoft Corporation. Material de divulgação disponível em: <http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electronics>. Acesso em julho de 2014.

ANEXO I

Código desenvolvido no *software* MATLAB[®] para obtenção da largura da trilha de alimentação da antena Log-Periódica.

```

zo=25;
B=((60*pi^2)/(zo*((3.3)^0.5)));
u=((2/pi)*(B-1-log((2*B)-1)+(((3.3-1)/(2*3.3))*(log(B-1)+0.39-
(0.61/3.3)))));
a=(1+(1/49)*log(((u^4)+((u/52)^2))/(u^4)+0.432)+(1/18.7)*(log(1+(u/18.1)^3)
));
b=(0.564*(((3.3-0.9)/(3.3+0.3))^0.053));

eeff=(((3.3+1)/2)+((3.3-1)/2)*((1+10/u)^(-b*a)))
w=(u*1.524)/2

```