



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE

CENTRO DE TECNOLOGIA



PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

Estudo de Arranjos de Antenas de Microfita com Patch Quase-fractal para Comunicações Sem Fio

Betoven Oliveira de Andrade

Orientador: Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação.

Número de ordem PPgEEC: M436

Natal, RN, Dezembro de 2014.

UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede
Catalogação da Publicação na Fonte

Andrade, Betoven Oliveira de.

Estudo de Arranjos de Antenas de Microfita com Patch Quase-fractal para Comunicações Sem Fio. / Betoven Oliveira de Andrade. – Natal, RN, 2014.

72 f. : il.

Orientador: Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação Engenharia Elétrica e da Computação.

1. Antenas de microfita - Dissertação. 2. Arranjos de antenas - - Dissertação. 3. Geometria fractal - Dissertação. 4. Multibanda - Dissertação. 5. Truncamento do plano de terra - Dissertação. 6. Banda larga - Dissertação. I. Mendonça, Laércio Martins de. II. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. III. Título.

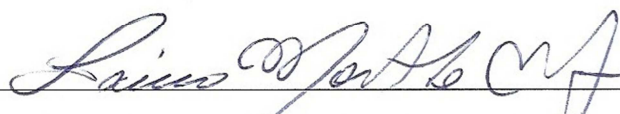
RN/UF/BCZM

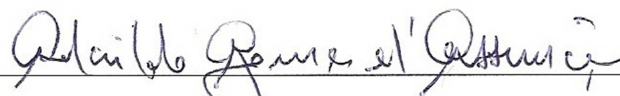
CDU 621.396.67

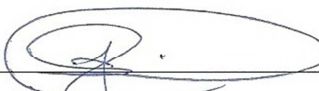
Estudo de Arranjos de Antenas de Microfita com Patch Quase-fractal para Comunicações Sem Fio


Betoven Oliveira de Andrade

Dissertação de Mestrado aprovada em 11 de Dezembro de 2014 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:


Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça (orientador) DCO/UFRN


Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção DCO/UFRN


Prof. Dr. José Patrocínio da Silva DEE/UFRN


Prof. Dr. Wellington Candeia de Araujo..... CCEA/UEPB

*Aos meus pais Martinho Firmino e Lizete Maria,
pelo amor e dedicação que sempre devotaram a
nossa família. Deus me concedeu a maior
motivação para lutar.*

Agradecimentos

A Deus em Sua Santa Trindade, pela companhia, consolo e proteção minha e dos meus durante os momentos difíceis que passamos ao longo destes dois anos. Sou muito grato por Sua imensa bondade e misericórdia.

A Jesus Cristo, por ter me ensinado que nenhum problema é tão grande quanto o que Ele enfrentou por mim e por todos quando, em sua onisciência podia ter se desviado ou em sua onipotência podia ter evitado.

Aos meus pais Martinho Firmino e Lizete Maria, o maior presente que Deus me concedeu em toda a minha vida. Sei que me amariam independentemente desta conquista, independentemente de qualquer coisa. Eu os amo de todo o meu coração. Olho-os e sinto coragem e motivação para seguir em frente.

Aos Meus irmãos Glauber Magliano, Van Sóstenes e Lorena Maria, bem como aos meus sobrinhos, sobrinha, agregados e demais familiares. Batalho por toda a nossa família. Que sejamos sempre felizes em unidade.

Aos amigos, novos e antigos, em especial a Katy Cristinne que me apoiou em momentos difíceis desta jornada, Elder Eldervitch que me incentivou a ingressar no PPgEEC e Neilson Alves que muitas vezes me auxiliou com a língua inglesa. Deus sempre colocou pessoas boas ao meu redor.

A todos que compõe a UFRN, pela dedicação e atenção, em especial ao PPgEEC pela oportunidade desta conquista, ao pessoal dos laboratórios de telecomunicações, biblioteca e restaurante universitário. Sinto muito orgulho em ser parte desta instituição.

À CAPES pelo apoio financeiro que possibilitou minha estadia em Natal-RN e demais demandas do curso durante estes dois anos.

Ao meu Orientador, o Prof. Dr. Láercio Martins pela amizade, orientação e companhia neste mestrado.

A todos os meus colegas que me ajudaram e/ou apoiaram em momentos difíceis, em especial a Eliel Poggi, Francisco Carlos e Jonathan Pereira.

Resumo

Nesta dissertação, são apresentadas duas antenas de microfita e dois arranjos para aplicações em sistemas de comunicação sem fio multibanda. Inicialmente, foi estudada uma antena e um arranjo linear constituído por dois elementos idênticos ao da antena isolada. A forma de ambas as estruturas baseia-se na geometria fractal e tem comportamento de banda múltipla. Em seguida uma nova antena é analisada e um novo arranjo igual à estrutura inicial, mas com o plano de terra truncado, a fim de obter melhores larguras de banda e perda de retorno. Para alimentar as estruturas foi utilizada linha de transmissão de microfita. No projeto das estruturas planares utilizou-se o software HFSS para a simulação. Em seguida foram construídas e feitas medições dos parâmetros eletromagnéticos como impedância de entrada e perda de retorno, usando o analisador vetorial de redes do laboratório de telecomunicações da Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Os resultados experimentais obtidos foram comparados com os simulados e mostraram que o primeiro arranjo melhorou a perda de retorno, fez surgir uma quarta banda de frequência e aumentou a diretividade em relação à antena isolada. Os dois primeiros benefícios não são comumente encontrados na literatura. Quanto às estruturas com planos de terra truncados, a técnica produziu um melhor casamento de impedância e melhor largura de banda e perda de retorno em todas as bandas de frequência com relação às estruturas iniciais com planos de terra cheios. Além disso, estas estruturas apresentaram uma melhor distribuição das bandas ao longo da faixa, o que pode facilitar um ajuste das mesmas para frequências específicas. Deste modo, espera-se que as estruturas planares apresentadas neste trabalho, em especial os arranjos, possam ser adequadas a aplicações específicas em comunicações sem fio, onde multibandas e sinais banda larga de transmissão são exigidos.

Palavras-chave: Antenas de microfita, Arranjos de antenas, Geometria Fractal, Multibanda, Truncamento do Plano de Terra, Banda Larga.

Abstract

In this dissertation, are presented two microstrip antennas and two arrays for applications in wireless communication systems multiband. Initially, we studied an antenna and a linear array consisting of two elements identical to the patch antenna isolated. The shape of the patch used in both structures is based on fractal geometry and has multiband behavior. Next a new antenna is analyzed and a new array such as initial structure, but with the truncated ground plane, in order to obtain better bandwidths and return loss. For feeding the structures, we used microstrip transmission line. In the design of planar structures, was used HFSS software for the simulation. Next were built and measures electromagnetic parameters such as input impedance and return loss, using vector network analyzer in the telecommunications laboratory of Federal University of Rio Grande do Norte. The experimental results were compared with the simulated and showed improved return loss for the first array and also appeared a fourth band and increased directivity compared with the isolated antenna. The first two benefits are not commonly found in the literature. For structures with a truncated ground planes, the technique improved impedance matching, bandwidth and return loss when compared to the initial structure with filled ground planes. Moreover, these structures exhibited a better distribution of frequency, facilitating the adjustment of frequencies. Thus, it is expected that the planar structures presented in this study, particularly arrays may be suitable for specific applications in wireless communication systems when frequency multiband and wideband transmission signals are required.

Keywords: microstrip antennas, antenna arrangements, fractal geometry, multiband, truncation ground, broadband.

Sumário

Sumário	viii
Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xii
Lista de Símbolos e Abreviaturas	xiii
1 Introdução	16
1.1 Organização da dissertação	17
2 Antenas de Microfita	18
2.1 Introdução	18
2.2 Breve histórico	18
2.3 Composição, funcionamento e particularidades	19
2.4 Métodos de alimentação	21
2.4.1 Alimentação por linha de microfita.....	21
2.4.2 Alimentação por sonda coaxial	22
2.4.3 CPW (<i>coplanar waveguide</i>)	23
2.4.4 Métodos de alimentação indireta.....	25
2.5 Métodos de análise e síntese	26
2.5.1 Métodos baseados na distribuição de corrente elétrica	26
2.5.2 Métodos baseados na distribuição de corrente magnética equivalente	26
3 Arranjos de Antenas	29
3.1 Introdução	29
3.2 Arranjo Linear.....	31
3.2.1 Distanciamento e fase entre os elementos que compõe um arranjo linear.....	33
3.3 Arranjo Planar	35

4 Geometria Fractal	38
4.1 Introdução	38
4.1.1 Categorização	39
4.2 Caracterização.....	40
4.2.1 Auto-semelhança.....	40
4.2.2 Complexidade infinita	41
4.2.3 Dimensão.....	41
4.3 Métodos para Geração de Fractais.....	43
4.3.1 Sistema de Funções Iteradas (IFS).....	43
4.3.2 Sistema L.....	44
4.4 Aplicação da Geometria Fractal em Antenas.....	45
5 Estruturas Propostas e Resultados Experimentais	47
5.1 Introdução	47
5.2 Geometria e material.....	48
5.3 Funcionamento.....	48
5.4 Estruturas com plano de terra completo	49
5.4.1 Antena quase-fractal em cruz.....	50
5.4.2 Arranjo de antenas quase-fractal em cruz	54
5.4.3 Comparativo das estruturas	58
5.5 Estruturas com plano de terra truncado	58
5.5.1 Truncamento.....	59
5.5.2 Bandas de operação.....	61
5.5.3 Padrão de radiação	63
5.6 Considerações finais	66
6 Conclusão	67
Referências	69

Lista de Figuras

Capítulo 2

2.1	Antena de microfita com patch retangular	19
2.2	Geometrias típicas de patches para antenas de microfita.	19
2.3	Representação de uma linha de microfita	22
2.4	Alimentação coaxial de uma antena de microfita de patch retangular	23
2.5	Representação de um CPW típico	25
2.6	Métodos típicos de alimentação de antenas de microfita por acoplamento	25

Capítulo 3

3.1	Representação de um arranjo linear em microfita com dois patches retangulares	30
3.2	Representação de um arranjo planar em microfita com quatro patches retangulares	30
3.3	Arranjo linear composto de N elementos	31
3.4	Representação de um diagrama de radiação de um arranjo <i>broadside</i>	33
3.5	Representação de um diagrama de radiação de um arranjo <i>end-fire</i>	34
3.6	Arranjo planar de NxM elementos	36

Capítulo 4

4.1	Exemplo de uma forma fractal (Floco Neve de Koch) duas iterações após inicializador (triângulo)	38
4.2	Conjunto de Cantor	39
4.3	Tapete de Sierpinski	39
4.4	Textura de Perlin	40
4.5	Pente de Cantor, conjunto inicial (acima) e escalado em três vezes (abaixo)	42
4.6	Esquemático de geração do Pente de Cantor pelo IFS	44

Capítulo 5

5.1	Sequência de iterações utilizada nos patches das estruturas	48
-----	---	----

5.2	Algumas etapas da confecção da antena e arranjo	50
5.3	Antena desenvolvida em duas iterações do fractal em cruz	50
5.4	Gráfico da perda de retorno medida e simulada para a antena com plano de terra completo	52
5.5	Correntes de superfície (A/m) para a antena em 2.33, 3.66 e 3.90 GHz	53
5.6	Diagramas de radiação para as três frequências de ressonância da antena com plano de terra completo	53
5.7	Arranjo desenvolvido e esquemático de espaçamento e alimentação	54
5.8	Gráfico da perda de retorno medida e simulada para o arranjo de antenas com plano de terra completo	55
5.9	Correntes de superfície (A/m) para o arranjo em 2.27, 2.57, 3.67 e 3.92 GHz	56
5.10	Diagramas de radiação para as quatro frequências de ressonância do arranjo com plano de terra completo	57
5.11	Comparativo entre os gráficos da antena e arranjo, para a perda de retorno	58
5.12	Antena e arranjo com planos de terra truncados	60
5.13	Perda de retorno simulada e medida para a antena com plano de terra truncado	61
5.14	Perda de retorno simulada e medida para o arranjo com plano de terra truncado	62
5.15	Diagramas de radiação para as três frequências de ressonância da antena com plano de terra truncado	64
5.16	Diagramas de radiação para as quatro frequências de ressonância do arranjo com plano de terra truncado	65

Lista de Tabelas

Capítulo 4

4.1	Coefficientes de funções iteradas para o Pente Cantor	44
-----	---	----

Capítulo 5

5.1	Dimensões de W e L do fractal em cruz aplicado ao patch da antena	50
5.2	Valores medidos para perda de retorno e largura de banda da antena com plano de terra completo	52
5.3	Valores medidos para perda de retorno e largura de banda do arranjo de antenas com plano de terra completo	56
5.4	Valores medidos para perda de retorno e largura de banda da antena e arranjo com planos de terra completos	58
5.5	Valores medidos aproximados das impedâncias de entrada da antena e arranjo fractais em cruz com planos de terra cheios e truncados	60
5.6	Valores medidos da perda de retorno e largura de banda da antena e arranjo fractais em cruz com planos de terra cheios e truncados	62

Lista de Símbolos e Abreviaturas

λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
h	Espessura do substrato dielétrico
ε_r	Permissividade elétrica relativa – constante dielétrica do substrato
Q	Fator de qualidade
W	Largura de uma linha de transmissão de microfita / largura do <i>patch</i> retangular / largura do retângulo do Pente de Cantor / dimensão relacionada com o quase-fractal em cruz – ver Figura 5.3b
Z_0	Impedância característica
π	Constante 3,1415...
ε_{eff}	Permissividade elétrica relativa efetiva
\ln	Logaritmo natural
R_s	Resistência superficial do condutor
f	Frequência / argumento relacionado com a translação no método de geração de fractais IFS
σ_c	Condutividade do condutor
ε	Permissividade
σ_d	Condutividade efetiva do dielétrico
Z_{cpw}	Impedância característica de um CPW
K	Integral elíptica completa de primeira ordem
K'	Integral elíptica completa de primeira ordem
k_3	Parâmetro definido a partir de dimensões do CPW
a	Diz respeito a dimensões do CPW – ver Figura 2.5 / escalar utilizado no método de geração de fractais IFS
b	Diz respeito a dimensões do CPW – ver Figura 2.5 / escalar utilizado no método de geração de fractais IFS
c	Diz respeito a dimensões do CPW – ver Figura 2.5 / velocidade da luz / escalar utilizado no método de geração de fractais IFS
q	Parâmetro necessário para obter ε_{eff} de um CPW – ver equação (2.10)

k_4	Parâmetro definido a partir de dimensões do CPW
F_r	Frequência de ressonância
L	Altura do <i>patch</i> retangular / Sistema L (para geração de fractais) / dimensão relacionada com o quase-fractal em cruz – ver Figura 5.3b
ΔL	Extensão do comprimento de L, no <i>patch</i> retangular, devido aos campos de borda – comprimento <i>Fringing</i>
θ	Ângulo de elevação
j	Número imaginário unitário ($j = -1^{1/2}$)
d	Distanciamento entre elementos de um arranjo / escalar utilizado no método de geração de fractais IFS
β	Constante de fase – diferença de fase na excitação dos elementos de um arranjo
ψ	Aumento de fase em relação ao elemento precedente em um arranjo
λ	Comprimento de onda
$\Delta\psi$	Diferença de fase
ϕ	Ângulo de azimute
d_s	Dimensão fractal de Homotetia
log	Logaritmo de base 10
D	Dimensão fractal de Hausdorff-Besicovitch
n	Nível fractal
r	Razão de semelhança das partes de um fractal com relação ao todo
q	Transformação afim
T	Transformação linear não-singular
u	Vetor
v	Vetor
e	Argumento relacionado com a rotação no método de geração de fractais IFS
α_i	Fator de contração
H	Altura do retângulo do Pente de Cantor
Ω	Símbolo da unidade de medida de impedância
dB	Decibel (unidade logarítmica – um décimo de um bel)
S_{11}	Perda de retorno
GPS	Sistema de posicionamento global
CPW	<i>Coplanar waveguide</i> – guia de ondas coplanar

EDP	Equação diferencial parcial
FEM	Método dos Elementos Finitos
MDF	Método das Diferenças Finitas
MoM	Método dos Momentos
RNA	Rede Neural Artificial
HFSS	<i>High Frequency Structural Simulator</i> – Simulador Estrutural de Alta Frequência
FA	Fator de arranjo
FA_n	Fator de arranjo normalizado
IFS	Sistema de Funções Iteradas (para geração de fractais)
UWB	<i>Ultra wide band</i> – ultra banda larga
FR4	Substrato dielétrico a base de fibra de vidro
SMA	<i>SubMiniature version A</i> (tipo de conector)
UFRN	Universidade Federal do Rio Grande do Norte
BW	<i>BandWidth</i> – largura de banda

Capítulo 1

Introdução

Tem se verificado que as comunicações sem fio (ou *wireless*) vêm crescendo quantitativamente e qualitativamente nos últimos anos. Elas alteraram significativamente a vida das pessoas, na forma como elas se comunicam, se orientam espacialmente ou até mesmo como controlam objetos e monitoram seres vivos a distância. De fato, isso influencia de forma construtiva, ou não, a vida das pessoas. Alheio a isto, os especialistas da área mantêm uma busca continuada por equipamentos eletrônicos de preços relativamente módicos que possam operar múltiplos serviços de comunicação e que sejam compactos e leves para garantir mobilidade e/ou portabilidade. Sendo assim, uma antena que possa trabalhar com múltiplas tecnologias de comunicação em um único dispositivo é um requisito importante para os atuais sistemas de comunicações *wireless*.

As antenas são de importância fundamental em qualquer sistema de comunicação sem fio. Neste contexto, as antenas de microfita encontram aplicações em sistemas de comunicações móveis, radar, satélite e outras aplicações, desde que se exijam estruturas leves, de baixo custo, compactas, de fácil instalação e produzidas empregando técnicas simples de circuitos impressos [1] [2]. Além disso, outros parâmetros desejados em alguns sistemas podem ser alcançados através da composição de arranjos a partir de dois ou mais elementos de antenas sobre a mesma plaqueta de microfita, como é o caso da melhoria do ganho e o controle da diretividade [3] [4] e maior largura de banda [5]. O uso de uma geometria adequada para o *patch* de uma antena (ou patches de um arranjo) pode promover redução das dimensões físicas da estrutura e comportamento multibanda, ambos desejados na maioria dos dispositivos *wireless*. Patches com geometria fractal vêm sendo pesquisados e empregados com essa finalidade.

Apesar de o termo fractal ter sido introduzido por Benoit Mandelbrot em 1975 [6], foi a partir de meados dos anos de 1980 por Nathan Cohen [7] que se começou a empregar a teoria fractal em projetos de antenas. A utilização de patches com formas fractais pode melhorar diversas características/parâmetros de antenas, principalmente:

- Redução das dimensões físicas através do melhor aproveitamento do espaço de preenchimento da antena pelo patch, ou seja, aumento do comprimento elétrico da antena sem aumento das dimensões da antena [8] [9];

- Obtenção de comportamento multibanda através da característica intrínseca dos fractais em repetir a forma de base em diferentes escalas, onde o comprimento elétrico de cada escala poderá corresponder a uma banda de trabalho distinta [9];

O objetivo deste trabalho foi melhor analisar o comportamento de uma antena de microfita com elemento *patch* de uma nova geometria fractal adequada à obtenção de comportamento tribanda na composição de um arranjo linear de dois destes elementos, onde alcançou-se em relação a antena individual, melhorias nas características de perda de retorno, surgimento de uma nova banda de operação e maior diretividade. Em seguida estas estruturas foram melhoradas quanto ao casamento de impedância, perda de retorno e largura de banda, através da técnica de truncamento do plano de terra. Alguns destes parâmetros são vitais nos equipamentos *wireless* atuais que trabalham com vários serviços de comunicação e conseqüentemente com várias frequências.

Nos procedimentos metodológicos deste trabalho foram realizadas simulações, construídos dispositivos e efetuadas medições da antena e do arranjo linear (com planos de terra cheios e com planos de terra truncados) composto a partir de dois destes elementos idênticos, com patches de uma geometria fractal em cruz. Além disso, o procedimento utilizado para alimentar a estrutura por linha de microfita (apesar da geometria em questão impor limitações a este método) é detalhado nesta dissertação. Os resultados simulados no HFSS e medidos em analisador vetorial de rede foram comparados e mostraram melhorias do arranjo em relação à antena, principalmente em relação ao surgimento de uma nova banda de operação.

1.1 Organização da dissertação

O Capítulo 2 expõe conceitos básicos sobre antenas de microfita. O Capítulo 3 trata dos arranjos de antenas, classificação, teoria e equacionamento básicos. O Capítulo 4 apresenta a geometria fractal, categorização, caracterização, métodos de geração, alguns tipos de formas e sua utilização em antenas. As estruturas desenvolvidas durante a pesquisa do autor desta dissertação e os resultados apresentados por elas estão presentes no Capítulo 5, que trata basicamente de: composição, tipo de geometria, funcionamento, alimentação, casamento de impedância, comportamento das correntes de superfícies, bandas de operação e diretividade. Por fim, as conclusões deste trabalho são mostradas no Capítulo 6, além de serem feitas sugestões para pesquisas futuras.

Capítulo 2

Antenas de Microfita

Alguns capítulos deste trabalho são dedicados ao estudo de tópicos importantes ao entendimento dos resultados da pesquisa apresentada ao longo desta dissertação, seja de forma revisória para os leitores habituados com o tema deste trabalho ou de forma introdutória para os leitores leigos. Neste capítulo um desses tópicos é tratado - as antenas de microfita, elementos de base da pesquisa. Em 2.1 o capítulo é introduzido. Na seção 2.2, é apresentado um breve histórico. Na seção 2.3 são tratados composição, funcionamento e particularidades deste tipo de estrutura. Os principais métodos de alimentação são discutidos em 2.4. Por fim, os principais métodos de análise e síntese são apresentados na seção 2.5.

2.1 Introdução

Uma antena pode ser considerada um dispositivo que converte a corrente alternada de um condutor em ondas eletromagnéticas de mesma frequência para o espaço livre, sendo também capaz de fazer o processo inverso [1]. O avanço tecnológico, principalmente no tocante a circuitos integrados de micro-ondas, conduziu a uma evolução natural nas comunicações *wireless*. Essa evolução por sua vez elevou as pesquisas em antenas planares, que são bem convenientes a muitos sistemas sem fio.

As antenas de microfita do tipo *patch* pertencem a uma classe de antenas planares com possibilidade de utilização na faixa de 100 MHz a 50 GHz, sendo muito utilizadas na faixa de micro-ondas. Sua utilização em sistemas sem fio que operam nessa faixa é comum devido características de baixo custo, simplicidade e por serem compatíveis com as tecnologias de circuitos impressos [10].

As pesquisas em antenas de microfita evoluíram bastante e sua usabilidade hoje se estende nas telecomunicações em aplicações diversas de vários segmentos. Algumas aplicações comuns desse tipo de antena são: radar, comunicações via satélite, comunicações móveis, mísseis, aeronaves, sistema de posicionamento global (GPS), entre outros.

2.2 Breve histórico

As antenas de microfita foram idealizadas na década de 1950 quando houve a primeira publicação por parte de Deschamps nos Estados Unidos e uma patente de Gutton e Baissinot da França [1] [2] [11] [12], porém, receberam maior atenção e desenvolvimento prático a partir da década de 1970 [2] com o trabalho de Byron que

descreve uma estrutura composta de uma fita condutora e um plano de terra separados por um material dielétrico [13]. Daí em diante as pesquisas foram crescendo e um patch retangular pôde ser modelado matematicamente com base na teoria das linhas de transmissão. Ainda na década de 1970 o uso destas antenas em alguns sistemas tornou-se popular e fomentaram pesquisas para novos modelos matemáticos.

2.3 Composição, funcionamento e particularidades

Antenas de microfita são estruturas planares compostas de uma fita (plaqueta ou *patch*) metálica muito mais fina que o comprimento de onda no espaço livre (λ_0), separada do plano de terra por um substrato dielétrico de baixa perda [14] a uma distância h , usualmente $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$ [1]. A Figura 2.1 mostra uma antena de microfita com patch retangular (as reentrâncias na parte de contato da linha com o *patch* são conhecidas por *inset feed* – uma das técnicas usadas para casar a impedância da linha com a impedância de entrada da antena). O tipo de geometria para o patch pode ser arbitrária, porém geometrias comuns como a retangular e circular são mais simples de modelar. Geometrias típicas de patch podem ser vistas na Figura 2.2.

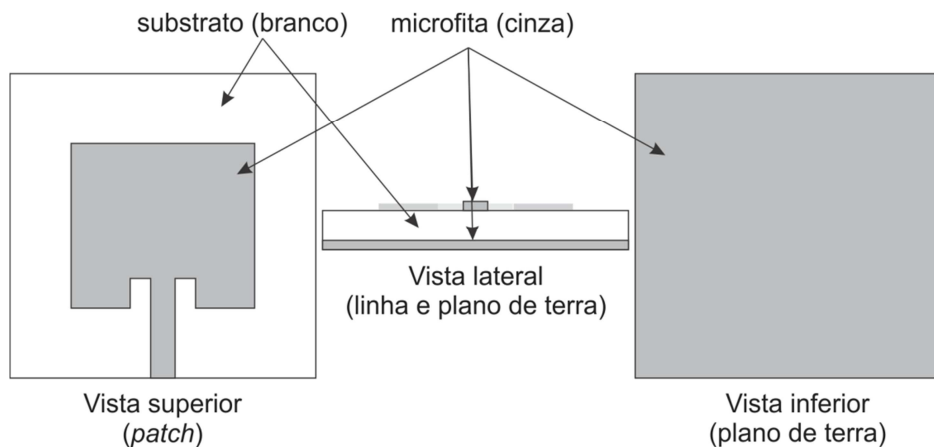


Figura 2.1: Antena de microfita com *patch* retangular

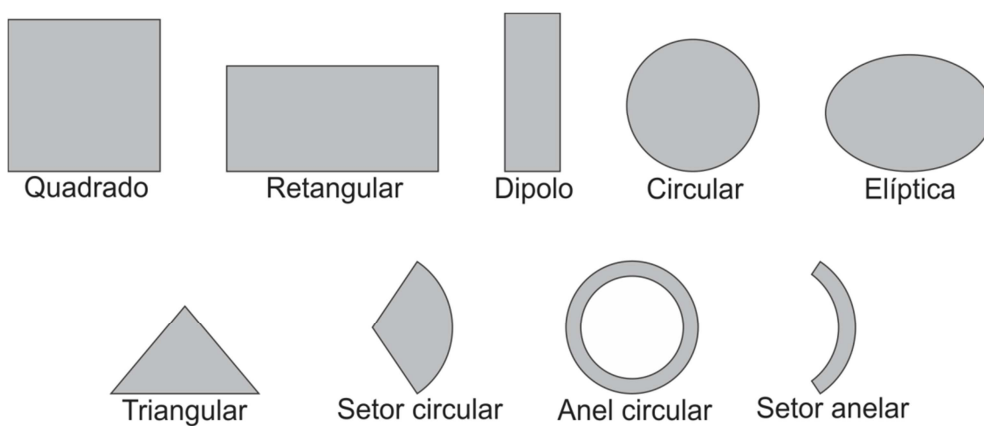


Figura 2.2: Geometrias típicas de patches para antenas de microfita

A escolha de uma geometria adequada para o *patch* da antena possibilita obter um diagrama de radiação, frequência de ressonância, polarização ou impedância desejados. Geometrias fractais vêm crescendo em uso e pesquisas devido a possibilidade de obter parâmetros importantes, como comportamento multibanda e redução das dimensões físicas da estrutura. O Capítulo 4 é dedicado ao estudo desse tipo de geometria e sua aplicação em antenas de microfita.

Para alcançar maior eficiência, largura de banda e facilidade de radiação em antenas de microfita, empregam-se substratos largos com um valor baixo para a constante dielétrica ϵ_r (baixa permissividade elétrica). O contrário é desejado para circuitos de micro-ondas para evitar radiação e acoplamento, pois desta forma ocorre o confinamento dos campos. A alimentação mais prática para antenas de microfita é com linha de transmissão de microfita impressa no mesmo substrato, nesse caso, surge a necessidade de um equilíbrio na escolha do material, já que um substrato largo aumentará a radiação espúria na linha, o que virá a contribuir negativamente para o diagrama de radiação e conseqüentemente para outros parâmetros da antena. Além disso, o aumento da espessura do substrato faz surgir ondas de superfície que alteram a potência disponível para a radiação direta [1].

Podemos entender o funcionamento básico de uma antena de microfita a partir de seu uso na transmissão. Quando a antena é alimentada seu *patch* é excitado e uma distribuição de carga é mantida na parte de baixo da plaqueta, ou seja, onde a mesma faz contato com o substrato. De forma análoga o plano de terra também é excitado. Como a corrente que alimenta a antena é necessariamente alternada, em dado instante o *patch* está carregado positivamente e o plano de terra negativamente. Isso faz com que haja uma força de atração que mantém muitas cargas entre o *patch* e o plano de terra (essa quantidade varia de acordo com ϵ_r do material dielétrico), porém no *patch* algumas cargas positivas vão para as margens devido a força de repulsão entre as mesmas. A radiação se dá devido ao efeito *Fringing* gerado por estas cargas nas margens [15].

As antenas de microfita são leves, compactas, de baixo custo e fácil instalação, podendo ser montadas em superfícies planas ou não. Se integradas aos dispositivos diretamente, elas ficam mais protegidas e diminuem as perdas na linha de alimentação. Outra vantagem é a possibilidade de obter polarização linear ou circular com o correto posicionamento da alimentação [1] [2]. Naturalmente, as antenas de microfita têm suas desvantagens, entre elas, largura de banda estreita, baixa eficiência, radiação espúria na alimentação, pureza de polarização pobre, baixa potência, alto Q, fraco desempenho de varredura e dimensões grandes em baixas frequências.

Obviamente, as desvantagens das antenas de microfita demandam por pesquisas e diversas técnicas têm sido utilizadas para resolver ou diminuir estes problemas, entre elas, o uso de geometrias fractais para diminuir o comprimento físico da antena mantendo seu comprimento elétrico através de um melhor aproveitamento do espaço de preenchimento [8] [9]; uso de substratos largos para aumentar a eficiência e largura de banda [1]; uso de cavidades para eliminar ondas de superfície mantendo uma boa

largura de banda; formação de arranjos para alcançar bom desempenho de varredura e diretividade [1] [3] [4], etc. Também existem muitas iniciativas para alcançar ou melhorar características desejadas em alguns sistemas, como o uso de geometrias fractais para obter comportamento multibanda em Mohanamurali e Shanmuganatham (2012) [16]. Em Wong (2002) [17] são mostrados e analisados vários projetos de antenas de microfita compactas e antenas de microfita banda larga.

2.4 Métodos de alimentação

Em casos práticos é necessário optar por um ou outro tipo de alimentação para uma antena de microfita, já que a alimentação de uma antena interfere diretamente na impedância de entrada [2], largura de faixa de operação, eficiência [18] e outros parâmetros. É desejável que a alimentação tenha o mínimo de radiação espúria (a qual pode contribuir negativamente para o diagrama de radiação e conseqüentemente para outros parâmetros da antena) e que haja o máximo de eficiência na transferência de potência entre a alimentação e o *patch*, ou seja, que exista um bom casamento de impedância entre as partes. Existem métodos de alimentação direta (com contato metálico entre as partes), e indireta (sem contato metálico entre as partes). As subseções a seguir apresentam os métodos mais comumente utilizados para alimentar antenas de microfita.

2.4.1 Alimentação por linha de microfita

Uma linha de microfita é composta por uma fita metálica separada do plano de terra por um material dielétrico. Uma representação é encontrada na Figura 2.3. 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, além disso, é mais robusta e fácil de construir, já que está no mesmo plano da antena. A modelagem da largura de uma linha de microfita para uma dada impedância, bem como a análise da impedância de uma linha com determinada largura, podem ser obtidos de forma analítica.

Para linhas cuja largura é menor que a espessura do substrato, ou seja, $\frac{W}{h} < 1$,

$$Z_0 = \frac{60}{(\epsilon_{eff})^{0,5}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0,25 \frac{W}{h} \right) \quad (2.1)$$

com,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0,5} + 0,041 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (2.2)$$

onde Z_0 é a impedância característica da linha, ϵ_{eff} é a permissividade relativa efetiva, W é a largura da linha de microfita, h é a espessura do substrato dielétrico e ϵ_r é a constante dielétrica relativa do material.

Para linhas cuja largura é maior ou igual a espessura do substrato, ou seja, $\frac{W}{h} \geq 1$,

$$Z_0 = \frac{120\pi}{(\epsilon_{eff})^{0,5}} \frac{1}{\left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,4444\right)\right]} \quad (2.3)$$

Onde,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0,5} \quad (2.4)$$

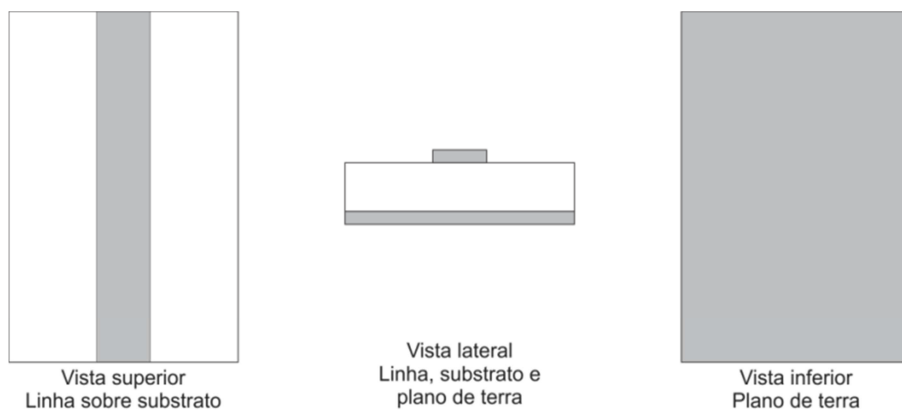


Figura 2.3: Representação de uma linha de microfita

2.4.2 Alimentação por sonda coaxial

Além da linha de microfita, outro tipo de alimentação direta bastante popular é por sonda coaxial (cabo ou linha coaxial ou ainda ponta de prova coaxial). Consiste da afixação do condutor central de um cabo coaxial ao *patch* através de um orifício feito no substrato a partir do plano de terra, de modo que o condutor externo deste mesmo cabo seja afixado ao plano de terra. O esquemático deste tipo de alimentação pode ser visualizado na Figura 2.4.

Este tipo de alimentação é de fácil montagem [1], porém, em frequências altas (onde as estruturas tendem a ser menores) fica complicado controlar a afixação [19]. O casamento de impedância com alimentação por cabo coaxial é facilmente obtido, através da afixação do cabo na posição desejada. Outra vantagem é a baixa radiação espúria na linha. Como desvantagens é importante citar a dificuldade de modelagem em substratos grossos ($h > 0,02\lambda_0$) e largura de banda estreita. [1].

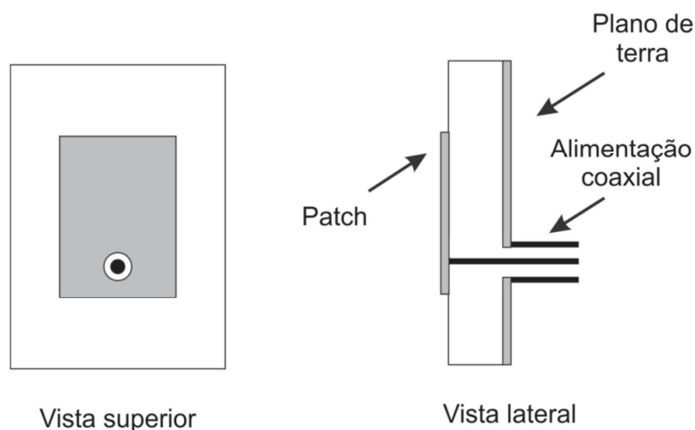


Figura 2.4: Alimentação coaxial de uma antena de microfita de *patch* retangular

2.4.3 CPW (*coplanar waveguide*)

Aqui é apresentado um tipo de alimentação direta que vem sendo bastante utilizado em antenas de microfita, o CPW (*coplanar waveguide*, ou guia de ondas coplanar em português). Foi inventado por Cheng P. Wen, cuja primeira publicação acerca do tema data de 1969 [20]. Consiste de uma linha condutora separada de dois planos de terra, um a cada lado. Devido à linha de sinal e os planos de terra estarem no mesmo plano é que a estrutura recebe o nome de coplanar. A Figura 2.5 mostra um CPW típico.

Neste tipo de alimentação quem determina a impedância característica, constante dielétrica efetiva e atenuação são dimensões da linha de sinal, espaços entre ela e seus dois planos de terra, além da espessura e permissividade do material. A resistência superficial do condutor R_s é necessária para determinar a perda de um CPW, sendo dada por [18]:

$$R_s = 20\pi \sqrt{\frac{f}{\sigma_c}} \quad (2.5)$$

sendo f a frequência (GHz), σ_c a condutividade do condutor (S/m). A perda da antena é influenciada pelo dielétrico, de modo que seus efeitos estão ligados a permissividade complexa:

$$\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon'' = \varepsilon' - i\left(\frac{\sigma_d}{\omega}\right) \quad (2.6)$$

sendo σ_d a condutividade efetiva do dielétrico, que leva em consideração a histerese dielétrica em frequências altas. De acordo com a Lei de Ohm, a densidade de corrente de condução no dielétrico é proporcional ao campo elétrico neste meio, sendo assim, a dissipação de potência no material dielétrico se relaciona com a espessura do substrato [21]. Outro fator que influencia na perda de potência e redução da eficiência da antena

são as ondas de superfície, cuja excitação se dá por causa dos formatos dos condutores e descontinuidades no dielétrico [18].

A equação (2.7) determina a impedância característica de um CPW [22].

$$Z_{cpw} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K'(k_3)}{K(k_3)} \quad (2.7)$$

sendo K e K' integrais elípticas completas de primeira ordem e k_3 um parâmetro definido a partir de dimensões do CPW, conforme Figura 2.5 e determinado por:

$$k_3 = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{1 - b^2/c^2}{1 - a^2/c^2}} \quad (2.8)$$

Para obter ϵ_{eff} de um CPW faz-se:

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.9)$$

onde ϵ_r é a constante dielétrica do material e q é determinado por:

$$q = \frac{1}{2} \frac{K(k_4) K'(k_3)}{K'(k_4) K(k_3)} \quad (2.10)$$

sendo k_4 um parâmetro definido a partir de dimensões do CPW, conforme Figura 2.5 e determinado por:

$$k_4 = \frac{\sinh(\frac{\pi a}{2h})}{\sinh(\frac{\pi b}{2h})} \sqrt{\frac{1 - \sinh^2(\pi b/2h)/\sinh^2(\pi c/2h)}{1 - \sinh^2(\pi a/2h)/\sinh^2(\pi c/2h)}} \quad (2.11)$$

Em [22] encontra-se ainda algumas aproximações úteis:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln[2(1 + \sqrt{k'})/(1 - \sqrt{k'})]} \quad (0 \leq k \leq 1/\sqrt{2}) \quad (2.12)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\ln[2(1 + \sqrt{k})/(1 - \sqrt{k})]}{\pi} \quad (1/\sqrt{2} \leq k \leq 1) \quad (2.13)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.14)$$

Este tipo de alimentação promove grande isolamento, pois os campos ficam confinados no material dielétrico. O CPW possibilita ainda, um bom desempenho em grandes larguras de faixa, sendo ideais para antenas banda larga. Outra vantagem é a redução de custos, ao passo que a impressão é apenas em um dos lados da placa [23].

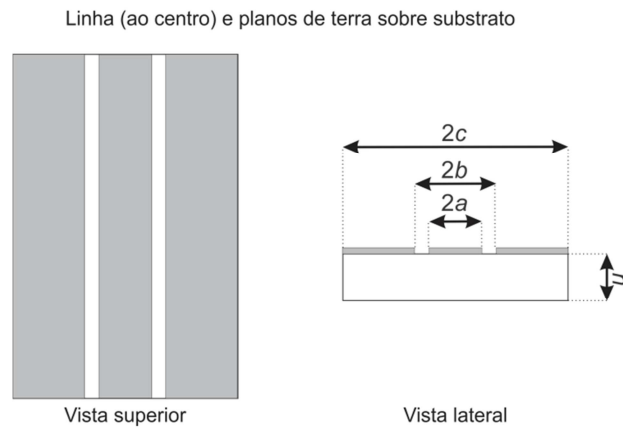


Figura 2.5: Representação de um CPW típico

2.4.4 Métodos de alimentação indireta

Além dos métodos de alimentação direta, existem outros métodos de alimentação indireta, ou seja, quando não há contato metálico entre a alimentação e a antena. A alimentação é realizada por acoplamento eletromagnético. Falaremos aqui de duas técnicas populares, o acoplamento por abertura e o acoplamento por proximidade. O esquema típico de alimentação de antenas de microfita por estes dois métodos pode ser visualizado na Figura 2.6, camada a camada.

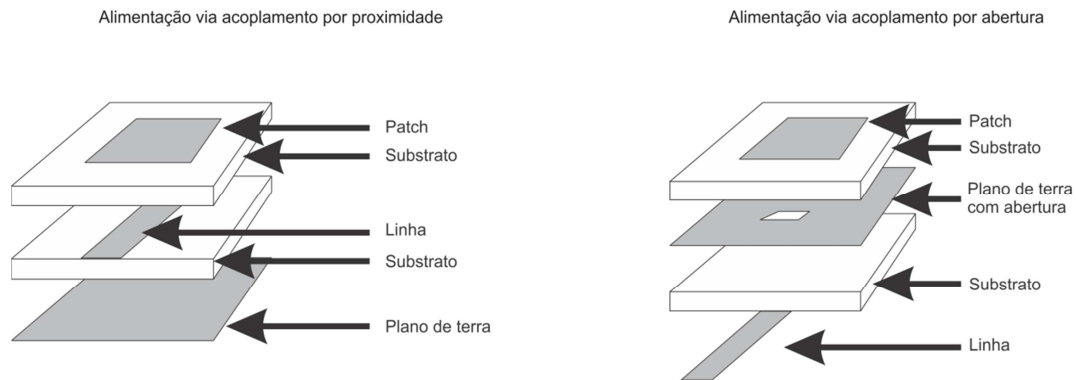


Figura 2.6: Métodos típicos de alimentação de antenas de microfita por acoplamento

A alimentação via acoplamento por proximidade apresenta baixa radiação espúria e tem modelagem relativamente simples. Seu casamento de impedância pode ser obtido através do controle do comprimento da linha e da razão entre a largura da plaqueta e a largura da linha. Uma vantagem desse tipo de alimentação é que ela promove uma boa largura de banda, podendo chegar a 13%, porém apresenta certa dificuldade de confecção [1].

Na alimentação via acoplamento por abertura a energia da linha é acoplada ao *patch* pela fenda no plano de terra; essa técnica promove banda estreita e é de difícil confecção, no entanto, promove uma radiação espúria moderada (pois a linha fica isolada do *patch* pelo plano de terra), e é de modelagem relativamente simples [1]. O ajuste do comprimento da abertura e da largura da linha de alimentação pode ser usado para o casamento de impedância. Além disso, a posição e dimensões da fenda, a largura da linha e as características elétricas do substrato podem ser ajustadas para uma otimização de projeto [24].

2.5 Métodos de análise e síntese

A complexidade de modelagem de uma antena de microfita está relacionada com características da estrutura, a exemplo da geometria do *patch* e dimensões. A seguir, são apresentadas as duas categorias de métodos utilizados na modelagem de antenas de microfita [25], e seus métodos mais conhecidos.

2.5.1 Métodos baseados na distribuição de corrente elétrica

São métodos numéricos utilizados na modelagem de antenas com geometrias arbitrárias, conhecidos como métodos de onda completa. Eles se baseiam na distribuição de corrente elétrica no *patch* e plano de terra.

Nem sempre é possível resolver um problema analiticamente em engenharia de antenas. Essas abordagens podem não funcionar se houver alguns fatores como: condições de contorno de tipos mistos ou dependentes do tempo, meio heterogêneo ou anisotrópico, a região da solução é complexa, existência de equação diferencial parcial (EDP) não linear e que não possa ser linearizada sem comprometer muito o resultado [26].

Assim, a maioria dos problemas do eletromagnetismo são demasiadamente complexos para formulações que disponibilizem uma solução na forma fechada [27]. Em todos os casos há a necessidade de se fazer uma simplificação analítica até o ponto em que seja viável utilizar o método numérico.

Os métodos numéricos simples mais comumente aplicados a problemas do eletromagnetismo são: o método dos elementos finitos (FEM); o método das diferenças finitas (MDF); e o método dos momentos (MoM). Os dois primeiros são utilizados na resolução de problemas com base em equações diferenciais parciais, já o método dos momentos é utilizado para tratar problemas que envolvem equações integrais [27].

2.5.2 Métodos baseados na distribuição de corrente magnética equivalente

Essa categoria de métodos trabalha com simplificações no mecanismo de radiação da estrutura, ao passo que não dão relevância a fenômenos como dispersão e propagação de ondas de superfície em seus cálculos, daí serem conhecidos por modelos aproximados. Os métodos dessa categoria são baseados na distribuição de corrente magnética equivalente circundante às margens do *patch*.

Um desses métodos é o da Linha de Transmissão, que é o modelo mais simples e menos preciso, porém possibilita certa percepção física [1]. Ele é usado para modelar patches retangulares. Dada uma frequência de ressonância (F_r) de interesse, as dimensões adequadas para sua largura (W) e sua altura (L) são dadas através das seguintes expressões:

$$W = \frac{c}{2F_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.15)$$

e,

$$L = \frac{c}{2F_r \sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (2.16)$$

onde, c é a velocidade da luz, ϵ_r é a constante dielétrica do material e ΔL é um valor adicionado em cada uma das duas extremidades de L da antena (pois devido aos efeitos de borda, o *patch* aparenta ser maior eletricamente [1]). ΔL pode ser obtido de:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,813\right)} \quad (2.17)$$

onde h é a espessura do material dielétrico e ϵ_{eff} é a constante dielétrica efetiva que leva em consideração a combinação dos dois meios, dielétrico e ar, dada como:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0,5} \quad (2.18)$$

Outro método baseado na distribuição de corrente magnética equivalente ao redor das margens do *patch* é o Modelo de Cavidade, que também possibilita uma boa percepção física, no entanto é mais complexo que o da Linha de Transmissão. Além disso, para a modelagem de acoplamento ele é bastante complicado. Este método determina os campos normalizados entre *patch* e o plano de terra (interior do substrato), considerando este meio como uma cavidade limitada por condutores e paredes magnéticas ao longo do contorno do *patch*, de modo que os condutores estão sobre e sob a cavidade e as paredes magnéticas são utilizadas para simular um circuito aberto [1].

Além dos métodos de onda completa e os modelos aproximados também existem pesquisas bem mais recentes utilizando técnicas computacionais inteligentes como RNAs (Redes Neurais Artificiais), na modelagem de parâmetros de antenas [28] e antenas fractais e/ou quase-fractais de microfita [15].

As estruturas deste trabalho, antenas e arranjos, são apresentadas no Capítulo 5. Antes de construídas elas foram simuladas através do método dos elementos finitos embarcado no software comercial HFSS.

Finalmente, neste capítulo foram apresentados conceitos importantes de antenas de microfita, desde um breve contexto histórico até a descrição sucinta dos métodos de análise e síntese, passando por composição, funcionamento e particularidades deste tipo de estrutura, além dos principais métodos de alimentação. A composição de arranjos a partir de antenas possibilitam o alcance ou melhoria de diversos parâmetros. O uso de patches de geometria fractal também pode promover diversos benefícios. Como as estruturas desenvolvidas, e apresentadas ao longo desta dissertação, envolvem estes dois conceitos, o Capítulo 3 e o Capítulo 4 foram dedicados ao seu estudo.

Capítulo 3

Arranjos de Antenas

Neste capítulo descrevem-se os conceitos básicos de arranjos de microfita. Na seção 3.1 é feita uma breve introdução. A seção 3.2 é dedicada ao estudo dos arranjos com disposição geométrica dos elementos de forma linear, enquanto na seção 3.3 são apresentados os arranjos com geometria planar.

3.1 Introdução

Um arranjo de antenas é o conjunto de dois ou mais elementos de antena com a finalidade de alcançar ou melhorar certas características desejadas e não alcançadas com apenas um elemento isolado [4]. Em [1] é mostrado que o arranjo de antenas aumenta a diretividade e concentra a potência radiada em uma área menor; esta configuração elétrica e geométrica permite aumentar as dimensões da estrutura (e conseqüentemente sua diretividade) sem ter que aumentar as dimensões dos elementos individuais. De fato, entre os parâmetros mais comumente alcançados/melhorados com arranjos de antenas estão o ganho, diretividade e largura de feixe de meia potência; porém em [29] foi proposto um arranjo de antenas de microfita com elementos *patch* de geometria fractal recente que veio a melhorar a perda de retorno de uma banda e fez surgir uma quarta banda utilizável em relação ao elemento individual.

Apesar de duas das estruturas desenvolvidas e apresentadas ao longo deste trabalho serem arranjos de antenas de microfita com *patch* fractal, vale lembrar que os arranjos podem ser formados por elementos de qualquer natureza. Além disso, os elementos de um arranjo não precisam necessariamente ser iguais, apesar destes tornarem o projeto mais prático. Neste trabalho foram utilizados arranjos de fase (onde os elementos são necessariamente idênticos [30]) compostos de duas antenas *patch* com geometria fractal recente e com disposição geométrica linear, ou seja, os elementos individuais do arranjo foram dispostos ao longo de uma linha. Outra configuração geométrica comum é o arranjo planar, onde os elementos individuais estão dispostos ao longo de uma malha retangular. As Figuras 3.1 e 3.2 apresentam exemplos de arranjos de antenas em configuração geométrica linear e planar, respectivamente. É importante que não se confunda estruturas planares, com arranjo planar de antenas; o primeiro conceito diz respeito ao tipo de estrutura física e o segundo a disposição geométrica dos elementos na composição de um arranjo. Sendo assim, um arranjo linear de antenas de microfita não deixa de ser uma estrutura planar.

Para arranjos de fase, o aumento do ganho é realizado ajustando-se a fase do sinal dos elementos que o compõe de modo que os sinais na direção em que se deseja o

máximo de ganho sejam somados em fase. Como resultado, o ganho do arranjo é aproximadamente o somatório dos ganhos dos elementos individuais na mesma direção [3] [30]. Em outras palavras, para alcançar maior diretividade é necessário que haja uma interferência construtiva por parte dos campos dos elementos do arranjo na direção desejada e uma interferência negativa no resto do espaço [3] [5]. Caso todas as correntes que alimentam os elementos do arranjo estejam em fase e com mesma amplitude, ou seja, a contribuição dos campos (em amplitude e fase) de cada elemento seja a mesma, teremos um feixe na direção *broadside*, ou seja, a máxima radiação direcionada ao eixo normal do arranjo, $\theta = 90^\circ$. Este é o caso do arranjo desenvolvido durante esta pesquisa e apresentado no Capítulo 5.



Figura 3.1: Representação de um arranjo linear em microfita com dois patches retangulares



Figura 3.2: Representação de um arranjo planar em microfita com quatro patches retangulares

Neste capítulo, para um melhor entendimento do leitor acerca do trabalho aqui apresentado, bem como para enriquecimento desta dissertação, expomos como referencial teórico a descrição de arranjos de fase em disposição linear e planar, sendo a primeira a utilizada na pesquisa exposta ao longo desta dissertação.

3.2 Arranjo Linear

A alimentação (que implica na fase), tipo de elementos e espaçamento entre estes é quem determina/controla as características de radiação em um arranjo. A Figura 3.3 representa um arranjo linear composto de N elementos em um campo distante de fontes isotrópicas ao longo do eixo “ z ”. A expressão do campo elétrico de um arranjo formado por antenas isotrópicas é dada pelo fator de arranjo FA . Podemos determinar FA [31] [3] levando em consideração os elementos como uma fonte puntiforme, através da equação (3.1).

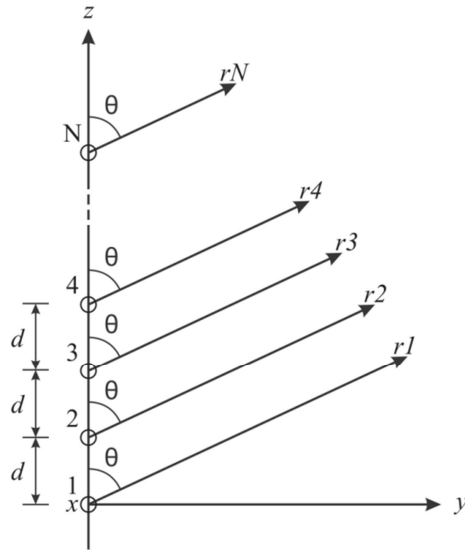


Figura 3.3: Arranjo linear composto de N elementos

$$FA = 1 + e^{+j(kd\cos\theta+\beta)} + e^{+j2(kd\cos\theta+\beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(kd\cos\theta+\beta)} \quad (3.1)$$

onde (3.1) é o mesmo que (3.1b), que por sua vez pode ser escrita como (3.2).

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)(kd\cos\theta+\beta)} \quad (3.1b)$$

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)\psi} \quad (3.2)$$

Fazendo:

$$\psi = kd\cos\theta + \beta \quad (3.3)$$

Obtêm-se (3.4) a partir da multiplicação dos dois lados de (3.2) por $e^{j\psi}$.

$$FA \cdot e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + e^{j4\psi} \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (3.4)$$

Subtraindo (3.2) de (3.4):

$$FA \cdot (e^{j\psi} - 1) = (e^{jN\psi} - 1) \quad (3.5)$$

onde (3.5) pode ser reescrita como:

$$FA = \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \quad (3.6)$$

ou:

$$FA = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (3.7)$$

É possível reduzir o fator de arranjo da equação (3.7), caso um ponto situado no centro físico do arranjo seja adotado como referência, conforme a equação (3.8). Para valores pequenos de ψ podemos aproximar (3.9) a partir de (3.8).

$$FA = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (3.8)$$

$$FA \cong \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (3.9)$$

Para obter uma normalização do fator de arranjo, onde o número máximo seja igual a 1, ao invés de N como nas equações (3.8) e (3.9), faz-se respectivamente:

$$FA_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (3.10)$$

$$FA_n \cong \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \quad (3.11)$$

3.2.1 Distanciamento e fase entre os elementos que compõe um arranjo linear

Esta seção considera dois pontos importantes em arranjos fase: o distanciamento entre os elementos e a fase dos mesmos. Usualmente, utiliza-se um distanciamento de no mínimo $\lambda/2$ centro a centro de cada elemento para evitar acoplamento mútuo [22]. Já a fase dos elementos de um arranjo é responsável pelo aumento do ganho que, como dito anteriormente, é obtido ajustando-se a fase do sinal dos elementos que compõe o arranjo de modo que os sinais na direção em que se deseja o máximo de ganho sejam somados em fase, sendo assim, a máxima radiação pode ser apontada para uma direção arbitrária em um arranjo de fase. Uma mudança na localização do feixe é obtida quando se varia a fase β . Deslocadores de fase (ou *phase shifters* em inglês) em cada elemento do arranjo são responsáveis por esta variação.

Considerando que seja exigida a máxima radiação do arranjo para ângulos θ_0 variando de 0° a 180° , a fase de excitação β entre os elementos do arranjo, deve ser adequada de modo que:

$$\psi = kd\cos\theta + \beta \big|_{\theta=\theta_0} \quad (3.12)$$

sendo:

$$\beta = -kd\cos\theta_0 \quad (3.13)$$

ou:

$$\theta_0 = \cos^{-1}\left(\frac{\beta}{kd}\right) \quad (3.14)$$

Em muitas situações práticas pode ser necessário que, em um arranjo, a radiação máxima seja direcionada ao seu eixo normal, ou seja, $\theta = 90^\circ$. Em outras palavras, a radiação é perpendicular ao plano da antena [32]. Estes tipos de arranjos são denominados *broadside*. Uma representação do feixe de um arranjo *broadside* pode ser visualizada na Figura 3.4 Este tipo de feixe é alcançado se as correntes que alimentam os elementos contribuírem com campos de igual amplitude e fase [3]. É importante perceber que a falta de simetria na alimentação dos elementos do arranjo alterará a fase nos mesmos.

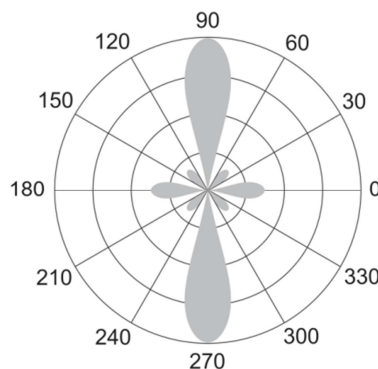


Figura 3.4: Representação de um diagrama de radiação de um arranjo *broadside*

Outro tipo de arranjo comum é o *end-fire*, onde a radiação ocorre ao longo do eixo do arranjo, podendo ser bidirecional como na Figura 3.5 ou apenas em uma direção com $\theta = 0^\circ$ ou $\theta = 180^\circ$.

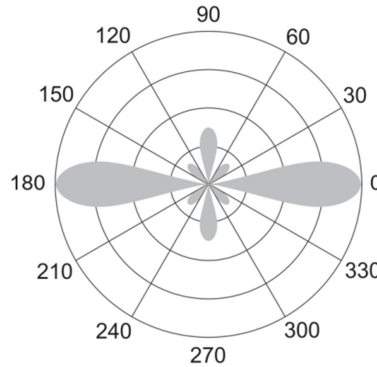


Figura 3.5: Representação de um diagrama de radiação de um arranjo *end-fire*

A equação (3.15) apresenta o fator de arranjo da equação (3.1b) em termos da variável $v = \cos\theta$. Sendo v_0 a direção de maior radiação e estando relacionada com a diferença de fase $\Delta\psi = -kdv_0$.

$$FA(v) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jnkd(v-v_0)} \quad (3.15)$$

Existe uma relação ponto a ponto de $FA(v)$ e $FA(\theta)$ na região $|v| \leq 1$, dita como a região visível do espaço correspondente a ângulos reais de θ [30]. Percebe-se que (3.15) está representada na forma da série de Fourier e que $FA(v)$ é uma função periódica de v conforme (3.16).

$$\frac{2\pi}{kd} = \frac{1}{d/\lambda} = \frac{\lambda}{d} \quad (3.16)$$

Quando o argumento de (3.15) é um múltiplo de $2i\pi$ ocorre o máximo de $FA(v)$:

$$kd(v - v_0) = 2i\pi \quad (3.17)$$

ou,

$$v_i - v_0 = \frac{i}{d/\lambda} \quad i \in \mathbb{Z} \quad (3.18)$$

O máximo pode ser referido como lóbulo principal quando $v_i = v_0$ ou $i = 0$, sendo os outros máximos ditos lóbulos secundários. Os lóbulos secundários são indesejados em arranjos, pois diminuem a potência do lóbulo principal e consequentemente reduzem o ganho da estrutura, de modo que em um projeto visa-se a

sua minimização. É necessário evitar lóbulos de grade na região visível do espaço, para isso, faz-se necessário a correta escolha do distanciamento d entre os elementos que compõe o arranjo. É possível determinar a localização do lóbulo de grade mais perto da região visível do espaço através de (3.19), quando o lóbulo principal está em uma direção v_0 .

$$v_i = v_0 - \frac{1}{d/\lambda} \quad (3.19)$$

Só haverá o surgimento do lóbulo de grade no espaço visível quando a Eq. 3.19 resultar valor menor ou igual a -1 , sendo assim, o distanciamento entre os elementos do arranjo em termos de maior ângulo de radiação $\theta_{0_{max}}$ é definido por:

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + \text{sen}(\theta_{0_{max}})} \quad (3.20)$$

3.3 Arranjo Planar

Um arranjo planar é formado por elementos de antenas dispostos em grade retangular. Com arranjos planares de radiadores obtêm-se ângulos de radiação em duas dimensões. A Figura 3.2 mostra um arranjo planar simples, como exemplo. Este tipo de arranjo apresenta maior versatilidade e dispõem de outros parâmetros para controle do seu padrão de radiação. Sua geometria proporciona maior simetria nos campos radiados. Eles podem ser aplicados em muitos tipos de sistemas como os de sensoriamento remoto e radares, por exemplo [1].

O fator de arranjo, em arranjos planares, é dado de acordo com o seguinte raciocínio. Se a princípio M elementos forem dispostos apenas ao longo do eixo x , o fator de arranjo é dado como:

$$FA = \sum_{m=1}^M I_{m_1} e^{j(m-1)(kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_x)} \quad (3.21)$$

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

Se agora, na direção do eixo y , forem adicionados N arranjos lado a lado juntamente com seus respectivos distanciamento d_y e deslocamento de fase β_y , um arranjo planar completo será formado, conforme Figura 3.6, e seu fator de arranjo será dado pela expressão:

$$FA = \sum_{n=1}^N I_{n_1} \left[\sum_{m=1}^M I_{m_1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (3.22)$$

(3.22) pode ser expressa também como:

$$FA = S_{xm} \times S_{yn} \quad (3.23)$$

onde:

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m_1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \quad (3.24)$$

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{n_1} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (3.25)$$

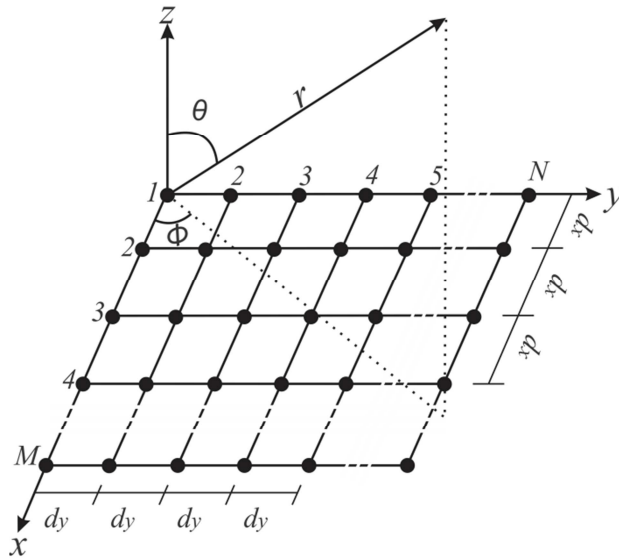


Figura 3.6: Arranjo planar de NxM elementos

O fator de arranjo, de um arranjo planar, é o produto dos fatores de arranjo nas direções x e y, conforme (3.23). A amplitude do (m, n)-ésimo elemento pode ser escrita como (3.26), caso as amplitudes dos coeficientes de excitação dos elementos do arranjo na direção y sejam proporcionais aos coeficientes na direção x.

$$I_{mn} = I_{m_1} \times I_{n_1} \quad (3.26)$$

A excitação total pode ser determinada por $I_{mn} = I_0$, se a excitação de amplitude for considerada uniforme. Desse modo, é possível escrever o fator de arranjo como:

$$FA = I_0 \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \text{sen} \theta \cos \phi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd_y \text{sen} \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (3.27)$$

Em forma normalizada:

$$FA = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\text{sen}(\frac{M}{2} \psi_x)}{\text{sen}(\frac{\psi_x}{2})} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\text{sen}(\frac{N}{2} \psi_y)}{\text{sen}(\frac{\psi_y}{2})} \right\} \quad (3.28)$$

Onde:

$$\psi_x = kd_x \text{sen} \theta \cos \phi + \beta_x \quad (3.29)$$

$$\psi_y = kd_y \text{sen} \theta \cos \phi + \beta_y \quad (3.30)$$

Considerou-se que cada elemento de antena do arranjo planar era uma fonte isotrópica na obtenção de seu fator de arranjo. É possível determinar o campo total empregando-se a da regra da multiplicação de padrões de forma parecida com a do arranjo linear, desde que seus elementos sejam iguais [5].

Como dito anteriormente, o lóbulo principal de um arranjo é a forma como se refere ao máximo principal, os outros máximos são ditos lóbulos secundários. Se o espaçamento entre os elementos for maior ou igual a $\lambda/2$ podem surgir múltiplos máximos de mesma amplitude. No tocante a formação (ou não) de lóbulos de grade em um arranjo planar, devem ser obedecidos os mesmos fundamentos apresentados para arranjos lineares [5]. Ambos os espaçamentos, dx e dy, ao longo de seus respectivos eixos, devem ser menores que $\lambda/2$ para evitar os lóbulos de grade nos planos x-z e y-z.

Neste capítulo foram apresentados conceitos importantes de arranjos de antenas, em configurações geométricas linear e planar. A composição de arranjos a partir de antenas possibilitam o alcance ou melhoria de diversos parâmetros. No caso do primeiro arranjo desenvolvido e apresentado no Capítulo 5 alcançou-se melhoria de perda de retorno e uma nova banda de operação, além da melhoria esperada na diretividade, sendo que os dois primeiros benefícios não são encontrados na literatura. O capítulo 4 a seguir estuda o emprego de patches de geometria fractal.

Capítulo 4

Geometria Fractal

Neste capítulo apresenta-se um estudo sucinto da teoria dos fractais, cuja geometria é utilizada nas estruturas desenvolvidas e apresentadas ao longo deste trabalho, desde os conceitos básicos até sua aplicação em antenas de microfita.

4.1 Introdução

A palavra fractal vem do latim e significa fragmentos quebrados e irregulares. Designa uma família de formas complexas que tem auto-similaridade (ou auto-semelhança ou ainda auto-afinidade) em sua estrutura geométrica [9], ou seja, a forma inicial se repetindo em diferentes escalas, onde características da forma em sua totalidade estão presentes em cada parte. Os indícios de utilização desse conceito vêm de civilizações antigas como a Grécia, mas o termo de fractal foi introduzido por Benoit Mandelbrot em 1975 [6] [8]. Os princípios dessa teoria são do século XIX. O estudo da geometria fractal é, em grande parte, baseado em observações profundas de padrões da natureza [9]. Fenômenos naturais como nuvens e montanhas não podem ser representados por geometrias tradicionais, já que em sua formação existem flutuações irregulares.

“Nuvens não são esferas, montanhas não são cones, costas não são círculos, o som do latido não é contínuo e nem o raio viaja em linha reta.”

(MANDELBROT [33], 1982, p. 1, tradução nossa)

Para tais representações é conveniente o uso da geometria fractal. No entanto, existem aplicações de fractais em diferentes áreas da ciência. No final deste capítulo falaremos da aplicação de formas fractais e quase-fractais em antenas de microfita.

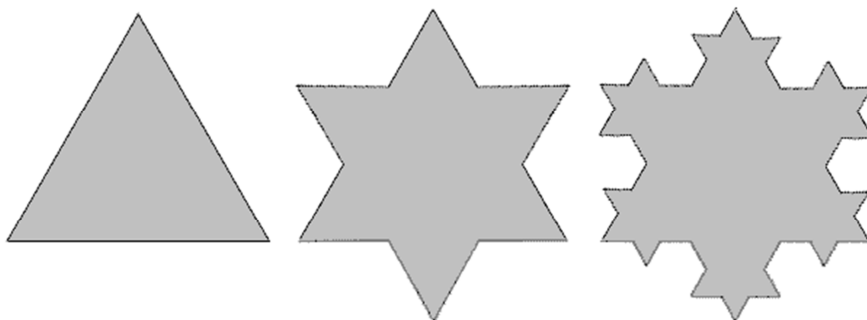


Figura 4.1: Exemplo de uma forma fractal (Floco Neve de Koch) duas iterações após inicializador (triângulo)

Um fractal é gerado iterativamente a partir de fórmula matemática. Uma subdivisão apresentará as mesmas características do todo [8] [9]. A Figura 4.1 apresenta o conhecido floco de neve de Koch em duas iterações após o inicializador (forma inicial) - um triângulo.

4.1.1 Categorização

Os fractais podem ser divididos em dois grupos: os Geométricos e os Aleatórios. Os fractais geométricos são aqueles que apresentam auto-semelhança exata em todas as escalas (é o caso do Floco de Neve de Koch – Fig. 4.1) e são provindos da geometria tradicional. Eles são formados iterativamente a partir de um inicializador. Os fractais aleatórios são produzidos recursivamente em um sistema não linear, por meio computadorizado [5], onde um ruído semi-randômico, formado por equações matemáticas, geram as formas. A Figura 4.2 e 4.3 apresentam exemplos clássicos de fractais do tipo geométrico e a Figura 4.4 apresenta a Textura de Perlin, como exemplo de fractal aleatório.

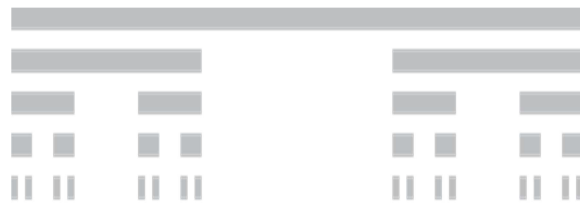


Figura 4.2: Conjunto de Cantor

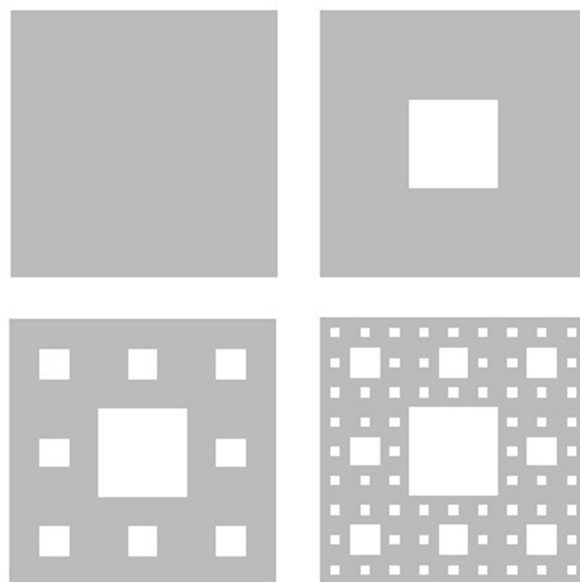


Figura 4.3: Tapete de Sierpinski

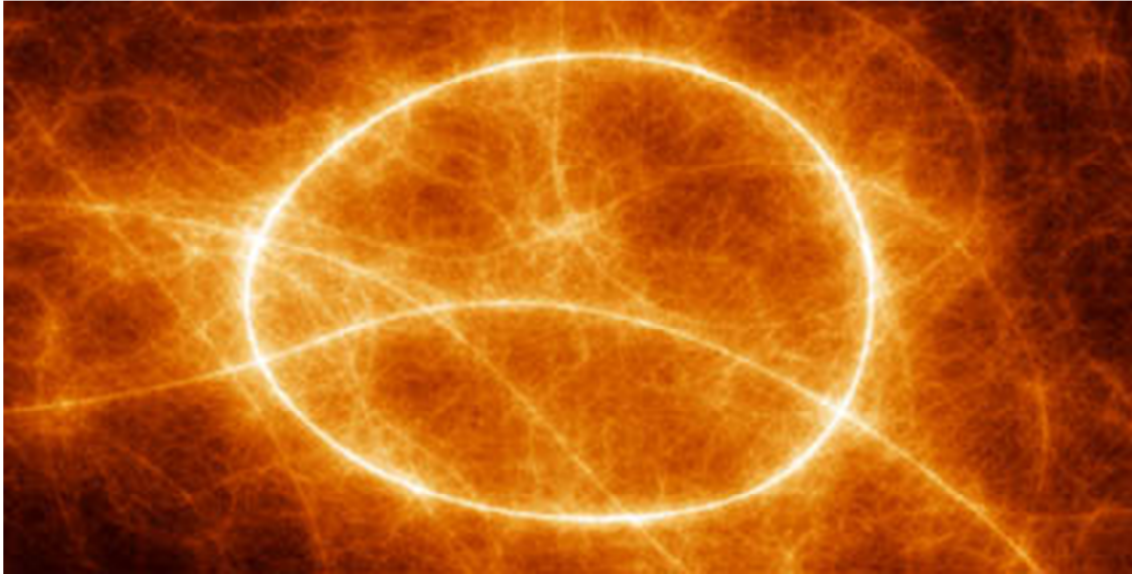


Figura 4.4: Textura de Perlin
Fonte: Galeria de fractais do grupo Fractarte*

O fractal denominado Conjunto de Cantor foi introduzido pelo matemático alemão Georg Cantor em 1883 [34]. A primeira iteração ocorre quando um seguimento de reta, o inicializador, é dividido em três segmentos sendo retirado o elemento central. Como resultado, surgem dois novos seguimentos que irão passar pelo mesmo procedimento durante a segunda iteração, dando origem a quatro novos segmentos. Daí em diante o processo se repete. A Figura 4.2 apresenta um Conjunto de Cantor formado por quatro iterações após o inicializador.

O Tapete de Sierpinski foi introduzido pelo matemático polonês Waclaw Sierpiński em 1916. Trata-se de uma generalização do Conjunto de Cantor em um plano, ou seja, em duas dimensões. O primeiro passo ocorre quando um quadrado inicializador é dividido em uma matriz 3x3, ou seja, em 9 novos quadrados, sendo o quadrado central removido. Logo após, o procedimento é repetido para os 8 quadrados resultantes do processo anterior, sendo o processo repetido recursivamente até infinito. Quanto ao seu uso em antenas, esta forma é normalmente utilizada em projetos onde se busca múltiplas bandas [35].

4.2 Caracterização

Não existe um consenso pleno de quais características definem um fractal, mas três características básicas são necessárias para determinar se uma forma pode ser considerada fractal. Elas são apresentadas a seguir.

4.2.1 Auto-semelhança

Olhando-se para uma parte de uma forma fractal observa-se que a mesma é semelhante a sua totalidade, ou seja, a figura como um todo é composta de cópias de si mesma em escalas menores. Isso não ocorre com outras geometrias, onde um zoom em

* Disponível em: <<http://www.insite.com.br/fractarte/galeria2/galeria.php>>. Acesso em dez. 2014.

uma parte da forma não vai revelar uma cópia de si mesma. A auto-semelhança pode ser de dois tipos:

- Exata (ou estrita): a totalidade é composta de reproduções fieis (exatas) de si mesma em escalas menores. Os fractais que apresentam este tipo de auto-semelhança não conseguem descrever adequadamente formas naturais [6] [36].
- Estatística: As partes que compõem a totalidade são geradas a partir de fórmulas matemáticas que introduzem certo grau de aleatoriedade em seu cálculo. É desse tipo de auto-semelhança que surgem os fractais Aleatórios. Eles são mais adequados a representar formas da natureza.

4.2.2 Complexidade infinita

Diz respeito à impossibilidade de se conseguir representar, de forma completa, uma forma fractal, devido sua quantidade infinita de detalhes, ao passo que sempre haverão reentrâncias e saliências em escala cada vez menores. Na prática, o que conseguimos representar é uma forma fractal formada através de um número X (finito) de iterações. Por exemplo, o Tapete de Sierpinski da Figura 4.3 é formado a partir de um inicializador (retângulo) e três passos que geram três escalas menores da forma. No entanto, teoricamente esta forma fractal é gerada por infinitos passos, ou seja, composta de infinitas escalas. Assim, o que fazemos na prática é truncar sua complexidade para podermos fazer um uso prático destas formas, por exemplo, em patches de antenas de microfita [8]. A forma cuja complexidade foi truncada denomina-se pre-fractal [37].

4.2.3 Dimensão

Na geometria tradicional as formas apresentam dimensão topológica, elas têm dimensões bem definidas onde um ponto tem dimensão 0, linhas são unidimensionais, planos são bidimensionais e sólidos são tridimensionais, independentemente do tamanho ou formato da figura geométrica em questão [5] [15]. Para explicar as formas intrincadas houve a necessidade de se criar um novo conceito de dimensão.

Existem muitos fenômenos naturais que não podem ser descritos com a geometria Euclidiana, pois necessitam de complexos cálculos para a definição de uma dimensão fracionária, entre 1 e 2 por exemplo, que seria algo menos que uma superfície (bidimensional) e mais que uma linha (unidimensional). Para tal descrição existe apenas a geometria fractal. Vale salientar que nem todo fractal tem dimensão fracionária, mas esta é uma propriedade dos fractais, não estando presentes nas formas comuns [36].

Diferentemente do cálculo da dimensão topológica de formas de Euclides, a dimensão fractal refere-se a ocupação espacial de uma figura [5].

4.2.3.1 Dimensão de Homotetia

Esta é uma técnica de cálculo de dimensão fractal aplicável apenas a fractais geométricos. Partindo-se de um conjunto C (um fractal inicial) e ampliando-o a uma k -ésima escala obteremos um novo conjunto composto de N cópias do conjunto inicial, onde a dimensão de Homotetia pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$d_s(C) = \log_k N \quad (4.1)$$

Para ilustração de uso observa-se o seguinte exemplo: A partir do conjunto inicial do Pente de Cantor da Figura 4.5 (parte superior da imagem) é realizada uma ampliação pelo fator de escala 3 e obtém-se um novo Pente de Cantor composto de duas reproduções do conjunto inicial, sendo sua dimensão de homotetia obtida da Eq. 4.1:

$$d_s(C) = \log_3 2$$

$$d_s(C) \cong 0.63$$

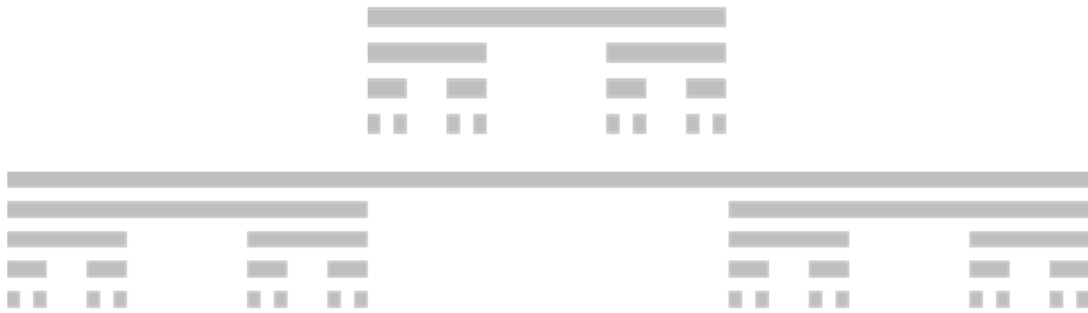


Figura 4.5: Pente de Cantor, conjunto inicial (acima) e escalado em três vezes (abaixo)

4.2.3.2 Dimensão Hausdorff-Besicovitch

É apresentado aqui um método muito conhecido de cálculo de dimensão fractal. Podemos obter a dimensão a partir da equação de Hausdorff-Besicovitch (4.2). Para o exemplo do Pente de Cantor da Figura 4.5 (o qual pelo método de homotetia obteve-se dimensão de $\cong 0.63$) segue-se:

$$D = - \frac{\ln n}{\ln r} \quad (4.2)$$

onde n é o número de partes resultantes da primeira iteração do fractal, no caso o retângulo foi dividido em três partes, onde a central foi excluída, resultando em $n = 2$. r é a razão de semelhança de cada uma destas partes com relação a original, como cada uma delas corresponde a $1/3$ do retângulo original temos que $r = 1/3$. Substituindo na Eq. 4.2 temos que a dimensão do fractal Pente de Cantor, pelo método de Hausdorff-Besicovitch e que é dada como:

$$D = -\frac{\ln 2}{\ln \frac{1}{3}} \cong 0,63$$

4.3 Métodos para Geração de Fractais

Para a geração de formas fractais são utilizados alguns métodos, de acordo com o tipo de fractal em questão. São apresentados aqui dois métodos de geração de fractais: o Sistema de Funções Iteradas (IFS) e o sistema L. Em seguida mostramos, como exemplificação, a utilização do IFS para a geração do Pente de Cantor.

4.3.1 Sistema de Funções Iteradas (IFS)

O sistema IFS é um processo de geração de formas fractais concebido em 1986, pelo matemático inglês Michael Barnsley. Fundamentado em uma série de transformações afins, ele consiste basicamente na formação de fractais iterativamente, onde uma figura inicial é repetida em escala. Transformações matemáticas como rotação, translação, contração e reflexão são a base desse sistema.

Acerca de seu princípio de funcionamento, uma função de mapeamento recebe como entrada uma figura geradora e como saída obtém-se uma entrada para a próxima iteração, isso independe da escala em que ela se encontra, por causa da auto-similaridade. Assim sendo, os fractais são o fim do processo iterativo de um conjunto finito de transformações afins $q(u)$, que são realizadas inicialmente sobre uma forma qualquer [6].

Sendo $q: R^n \rightarrow R^n$ composta como $q(u) = T(u) + v$, onde T é uma transformação linear não-singular e u e v são vetores dos R^n , q é denominada transformação afim. Averigua-se que o somatório de uma transformação linear com uma translação é uma transformação afim, deste modo sendo não-linear. Levando em conta o caso de uma transformação afim $q: R^2 \rightarrow R^2$, escrita na forma matricial como apresentado em:

$$q(x, y) = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

Onde a, b, c e d são escalares, e é um argumento relacionado com a rotação e f é um argumento relacionado a translação. Considerando-se $A \subset R^2$ um conjunto inicial e N contrações $q(i): R^2 \rightarrow R^2$ com um fator de contração $0 < \alpha_i < 1$ ($i= 1, \dots, N$). Determina-se $q: R^2 \rightarrow R^2$ através da Eq. 4.4, onde a imagem da transformação é $q(A) = \bigcup_{i=1}^N q_i(A)$, quando aplicada aos vetores de A .

$$q(A) = \bigcup_{i=1}^N q_i(A) \quad (4.4)$$

4.3.1.1 Pente de Cantor pelo IFS

O esquemático de geração do Pente de Cantor representado aqui pelo IFS é apresentado na Figura 4.6 (para o caso do Pente de Cantor considerar-se-á aqui retângulos ao invés de segmentos de reta, como no Conjunto de Cantor). Essa geometria pode ser obtida da operação matricial abaixo, proveniente da Eq. 4.3.

$$w_i \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} a_i & b_i \\ c_i & d_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_i \\ f_i \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

Os coeficientes previstos na Eq. 4.5, para o Pente de Cantor convencional podem assumir valores da Tabela 4.1 [38] (aqui sem arredondamentos). As iterações resultam em seguimentos auto-semelhantes em todas as escalas e com altura H iguais.

Iteração	Coeficiente					
	a_i	b_i	c_i	d_i	e_i	f_i
1	1/3	0	0	1/3	0	0
2	1/3	0	0	1/3	2/3	0

Tabela 4.1: Coeficientes de funções iteradas para o Pente Cantor

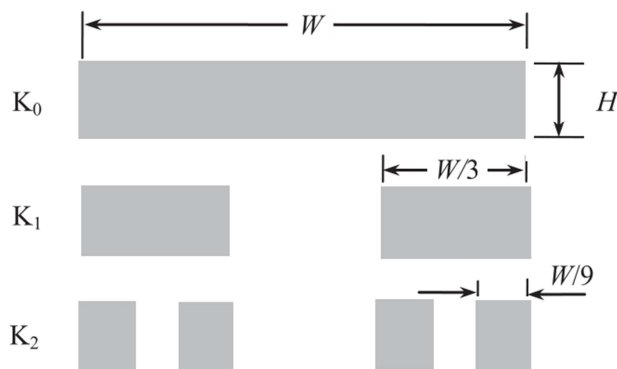


Figura 4.6: Esquemático de geração do Pente de Cantor pelo IFS

4.3.2 Sistema L

O sistema L é um sistema gerador de formas fractais a partir de cadeias de caracteres. Ele foi desenvolvido pelo biólogo alemão Aristid Lindenmeyer e apresentado em 1968. Seu princípio de funcionamento é a transformação de cadeias de caracteres em comandos gráficos para a posterior representação da forma. O intuito inicial era sua utilização na Biologia em ilustração da reação de vida entre células e desenvolvimento de plantas. Cadeias de caracteres podem ser usadas nas regras de formação, onde toda a informação gráfica necessária para a formação do fractal será armazenada nas mesmas. Elementos gráficos representados por letras do alfabeto são usados conjuntamente com o Sistema L [6] [36] [39].

O processo se dá com a leitura da cadeia de caracteres contendo as informações para construir o fractal. A partir desta leitura transforma-se essa cadeia em comandos gráficos que são utilizados para a representação da forma no computador. A representação dos comandos gráficos segue [15]:

- Sinal positivo (+): denota um incremento positivo do ângulo - alteração da direção no sentido horário
- Sinal negativo (-): denota um incremento negativo do ângulo - alteração da direção no sentido anti-horário.
- Segmentos: denotados por letras maiúsculas do alfabeto.

4.4 Aplicação da Geometria Fractal em Antenas

Apesar das antenas de microfita terem sido idealizadas na década de 1950, recebendo maior atenção e desenvolvimento prático a partir da década de 1970 [2], só a partir de meados dos anos de 1980 a geometria fractal começou a ser utilizada em projetos de antenas por Nathan Cohen [7]. Os primeiros relatos do uso dessa geometria para este fim datam da década de 1990 [9].

A utilização de formas fractais em antenas pode resolver principalmente duas limitações em relação às tradicionais geometrias: banda única e dependência entre tamanho físico e frequência [9]. O aumento no número de estágios de geração de um *patch* fractal, por exemplo, aumenta o grau de miniaturização, já que o espaço de preenchimento é melhor aproveitado pelas curvas (aumenta-se o comprimento elétrico da antena sem aumentar suas dimensões físicas). Quanto ao comportamento multibanda, ele é possível porque a forma vai repetir-se em diferentes escalas e cada escala poderá ocasionar uma frequência de ressonância diferente [8].

No entanto, nem toda antena fractal vai promover comportamento multibanda, pois em algumas situações as correntes fluem pelas bordas da antena seja qual for a escala [40]. Existem algumas geometrias já conhecidas cuja adequação é mais para a obtenção de um comportamento ou outro, como cita [35].

O uso de geometria fractal não é restrito as antenas de microfita, como podemos ver em [8], onde é apresentada, entre outros, uma antena de fio. No entanto, para não fugir do escopo desta dissertação, serão apresentadas aqui algumas aplicações da geometria fractal em antenas e arranjos de microfita.

- Em Liu et al. (2014) [41] é mostrada uma antena com *patch* quadrado baseado na ilha de Minkowski e alimentada pela técnica de acoplamento por abertura com viabilidade de utilização em redes locais sem fio e interoperabilidade mundial para sistemas dupla banda de acesso micro-ondas.
- Em Santos e Ribeiro (2014) [38] é apresentada uma antena banda larga baseada no multifractal de Cantor. Alterou-se a Eq. 4.5 para associar probabilidades ao sistema de funções iteradas (IFS) de modo a obter um multifractal com a

finalidade de ampliação da faixa de frequência em torno da condição de ressonância.

- O trabalho de Carleti e Ribeiro (2014) [18] foi na otimização do projeto de uma antena baseada no Tapete de Sierpinski para obter uma antena UWB alimentada por CPW, conseguindo faixas de vários GHz.
- Em Mohanamurali e Shanmugantham (2012) [16] é apresentada uma antena multibanda com *patch* tipo tapete de Sierpinski, onde simulações mostraram que a mesma pode operar, com banda larga em: 1.8 / 5.59 / 5.78 / 6.4 / 6.63 e 7.84 GHz.
- Em Azari et al. (2013) [42] a geometria fractal é combinada com um dielétrico ressoador no desenvolvimento de uma pequena antena UWB, capaz de operar entre 2 e 40 GHz.

Neste capítulo foram apresentados conceitos básicos da teoria dos fractais, cuja aplicação é dada nas estruturas desenvolvidas e apresentadas a seguir. Analisou-se os fractais através do conceito iniciais até os métodos de formação. Até aqui foram apresentados alguns capítulos com o objetivo de familiarizar (ou a título de revisão) o leitor com temas importantes para o entendimento das estruturas desenvolvidas e apresentadas no próximo capítulo 5.

Capítulo 5

Estruturas Propostas e Resultados Experimentais

Este capítulo apresenta um estudo das estruturas simuladas, construídas e medidas. São detalhados tópicos importantes como: composição das estruturas, tipo de geometria, funcionamento, alimentação, plano de terra, casamento de impedância, comportamento das correntes de superfícies, bandas de operação e diretividade.

5.1 Introdução

Na primeira fase dessa pesquisa, uma antena de microfita com *patch* de geometria com comportamento tribanda e um arranjo linear de dois destes elementos foram simulados, construídos e medidos. O arranjo foi capaz de melhorar pelo menos três características em relação à antena isolada.

Os resultados da primeira fase da pesquisa aqui detalhada resultaram em artigo completo publicado no MOMAG 2014 [29]. Nesse artigo o estudo de um arranjo linear composto de dois elementos idênticos de antena com *patch* fractal mostrou as seguintes características:

- I. adequação de uma banda de frequência antes inutilizável na antena isolada através da melhoria da perda de retorno,
- II. fez surgir uma quarta banda de frequência,
- III. melhorou a diretividade em relação à antena isolada.

A melhoria da diretividade é natural em arranjos, entretanto os outros dois comportamentos, em especial o surgimento de uma nova banda de operação, não são comumente encontrados na literatura de arranjos de antenas.

Nesse trabalho comparamos os resultados da antena fractal em cruz multibanda com os de um arranjo linear de dois destes elementos, ambos simulados, construídos e medidos. Outro ponto importante foi o uso de alimentação por linha de transmissão de microfita, mesmo a geometria em questão impondo dificuldades a este método. O procedimento pelo qual foi possível utilizar a linha de microfita, em ambas as estruturas, também é detalhado neste capítulo.

A segunda fase da pesquisa (Seção 5.5) é bem mais recente e um artigo com seus resultados está sendo produzido. Nesta fase as estruturas citadas foram modificadas quanto à redução do plano de terra, dando origem a uma nova antena e um novo arranjo. A partir de experimentos realizados em nível de simulação e medição, constatou-se um

desempenho bem melhor de ambas as estruturas quanto ao casamento de impedância, perda de retorno e largura de banda.

5.2 Geometria e material

A antena isolada aqui proposta utiliza uma geometria fractal adequada à obtenção de comportamento tribanda em sua segunda iteração [35]. O arranjo proposto é linear e formado a partir de dois destes elementos da antena isolada. A Figura 5.1 apresenta as iterações necessárias para a obtenção de comportamento tribanda em uma antena isolada que utilize esta geometria. A iteração 2 corresponde ao *patch* metálico sobre as estruturas simuladas e construídas, onde a parte cinza representa o cobre e a parte branca o vazado sobre o substrato dielétrico, a saber, FR4 com $\epsilon_r=4,4$ e 1,55 mm de espessura.

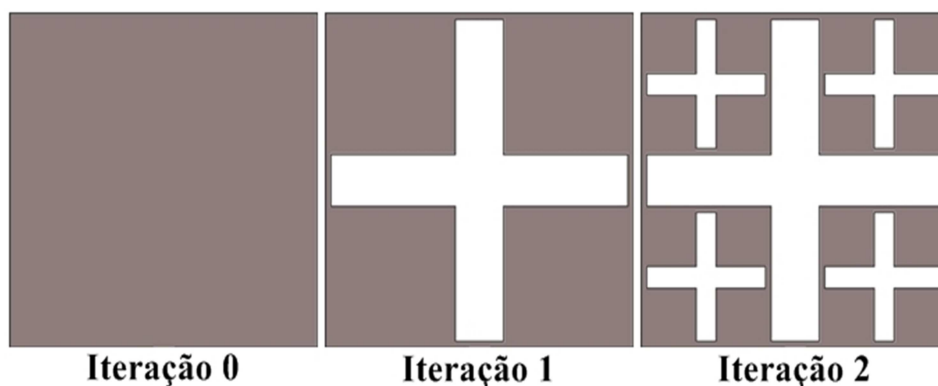


Figura 5.1: Sequência de iterações utilizada nos patches das estruturas

Como as escalas do *patch* da antena de microfita com geometria fractal são geralmente alteradas para obter características desejadas, a figura não fica com uma auto-semelhança perfeita, ou seja, não há uma proporcionalidade fixa entre as escalas, de modo que as estruturas aqui são consideradas quase-fractais.

5.3 Funcionamento

Esta seção trata do mecanismo que promove o comportamento multibanda deste tipo de geometria em antenas de microfita. A inserção das cruzes (vazadas sobre o substrato) fazem surgir quadrados ressoadores (parte cobreada na estrutura e cinza em algumas figuras apresentadas ao longo do texto) cujo tamanho é relacionado com os comprimentos de onda e conseqüentemente com as frequências de ressonância da estrutura. As cruzes obrigam a densidade de corrente fluir pelas bordas destes quadrados ressoadores.

A iteração 0 (ver Figura 5.1) é responsável pela menor frequência de ressonância em uma antena com este tipo de *patch*; a iteração 1 por sua vez, insere uma cruz responsável pelo surgimento de quatro quadrados ressoadores que geram a frequência de ressonância intermediária, enquanto a iteração 2 adiciona dezesseis quadrados menores, responsáveis pela maior frequência da estrutura. Portanto, as três frequências

provém do quadrado externo e dos quadrados gerados pela inserção das cruzes de cada iteração. Observa-se coerência entre os tamanhos dos quadrados e as frequências de ressonância, já que quanto menor o tamanho do ressoador, menor é o comprimento de onda e maior é a frequência de ressonância.

Alterando as dimensões das cruzes é possível deslocar as frequências para a esquerda ou direita no espectro, já que estes ajustes alteram as dimensões dos quadrados ressoadores, no entanto, é necessário tomar o devido cuidado para não impedir o fluxo da corrente na estrutura. Como esse deslocamento das frequências já foi provado [35], optamos por não projetar a antena e arranjo para uma aplicação específica, mas estudar o comportamento da estrutura em termos de uma alimentação mais tradicional (como apresentado ao longo deste capítulo) e seu comportamento em um arranjo linear de dois elementos. Outro estudo realizado (Seção 5.5) foi quanto ao truncamento do plano de terra, que apresentou resultados melhores para ambas as estruturas.

5.4 Estruturas com plano de terra completo

Nesta seção são apresentadas as estruturas da primeira fase da pesquisa, cujo plano de terra cobre toda a face oposta ao *patch*. Inicialmente, as estruturas foram projetadas no software comercial HFSS e analisadas pelo Método dos Elementos Finitos embarcado no mesmo. Posteriormente foram confeccionadas através do processo de corrosão em perclorato de ferro. Uma corrosão muito precisa foi obtida porque os desenhos foram reproduzidos fielmente em programa de desenho vetorial e levados a uma gráfica para a geração dos adesivos que impediram a corrosão do cobre em partes indesejadas. O material dielétrico utilizado foi o FR4 com $\epsilon_r=4,4$ e 1,55 mm de espessura. Logo após a corrosão foi feita a conectorização, via solda, de ambas as estruturas a um conector SMA fêmea, o que permitiu as medições em equipamento analisador vetorial de redes do laboratório de Telecomunicações da UFRN. A Figura 5.2 mostra algumas fases da construção das estruturas.



Figura 5.2: Algumas etapas da confecção da antena e arranjo

5.4.1 Antena quase-fractal em cruz

O total de iterações do fractal para a obtenção do comportamento multibanda foram duas, conforme é possível observar a partir das Figuras 5.1 e 5.3. Quanto às dimensões [35], O *patch* é quadrado e seu lado mede 44,54 mm. As dimensões de W e L (ver Figura 5.3b) da cruz maior e da cruz menor são dadas na Tabela 5.1.

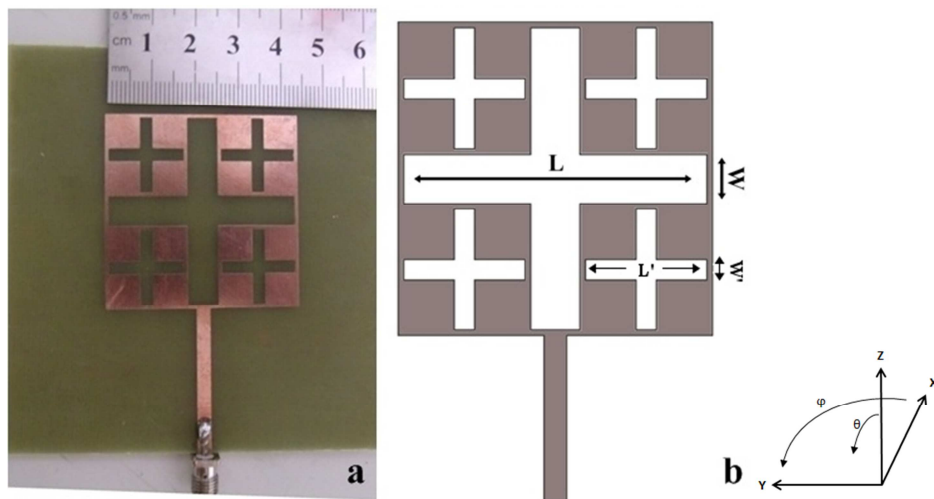


Figura 5.3: Antena desenvolvida em duas iterações do fractal em cruz

W (mm)	7	L (mm)	43
W' (mm)	2,9	L' (mm)	17,2

Tabela 5.1: Dimensões de W e L do fractal em cruz aplicado ao patch da antena

5.4.1.1 Alimentação

Para maior comodidade na posterior composição do arranjo e por outras características atrativas como um melhor aproveitamento espacial, resolvemos utilizar uma alimentação por linha de microfita, mesmo a geometria em questão impondo certas limitações a esta.

Verificou-se que as linhas finas de cobre no centro das laterais do quadrado externo da antena (formadas pela inserção da cruz maior), dificultariam a alimentação da estrutura. A inserção de um *inset feed*, por exemplo, adentraria esta linha até a parte não cobreada (dentro da cruz maior); por outro lado, se o mesmo fosse posto ao lado desta cruz maior, alteraríamos a polarização devido o defasamento causado pela não simetria na alimentação. Já um transformador de $\frac{\lambda}{4}$ casaria a impedância para uma das três frequências, mas não para as outras duas, posto que o comprimento do mesmo é dependente da frequência. O emprego de alimentação por ponta de prova coaxial recairia no problema de não conseguir casar a impedância sem alterar a polarização e/ou retiraria o caráter planar da estrutura como um todo.

Para conseguir alimentar esta estrutura por linha de microfita de 50 Ω , procuramos utilizar, ainda em fase de simulação, um material cuja espessura e permissividade permitisse casar a impedância no centro da base da estrutura, mantendo a simetria desejada. O substrato que nos permitiu encontrar este ponto foi o FR4 com $\epsilon_r = 4,4$ e 1,55 mm de espessura.

5.4.1.2 Bandas de Operação

O gráfico da perda de retorno medida (em equipamento analisador vetorial de rede) e simulada (no HFSS pelo Método dos Elementos Finitos) para a antena com plano de terra completo é mostrado na Figura 5.4. Ele demonstra que a primeira banda da antena está acima dos -10 dB. Este problema veio a ser resolvido com o arranjo apresentado mais adiante.

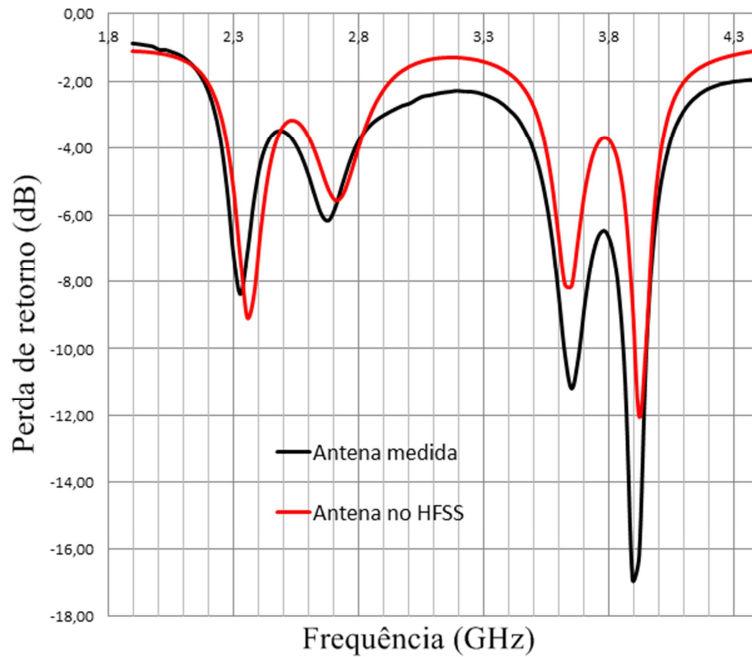


Figura 5.4: Gráfico da perda de retorno medida e simulada para a antena com plano de terra completo

Estrutura	Frequência central (GHz)	S11 (dB)	BW (MHz)	BW (%)
Antena	2.33	-8.38	-	-
	3.66	-11.2	60	1.64
	3.90	-16.9	90	2.31

Tabela 5.2: Valores medidos para perda de retorno e largura de banda da antena com plano de terra completo

Os valores para a “banda” inutilizável e das outras duas bandas são mostrados na Tabela 5.2, com as respectivas larguras de banda em MHz e percentual. A largura de banda estreita é um problema comum em antenas de microfita e algumas técnicas podem ser utilizadas para aumentá-la. Uma delas é o truncamento do plano de terra, que foi utilizada nas estruturas da segunda fase desta pesquisa (Seção 5.5).

5.4.1.3 Padrão de Radiação

Como dito anteriormente, a inserção das cruzes neste tipo de geometria não só gera os quadrados ressoadores como também obriga a densidade de corrente fluir pelas bordas dos mesmos. Isso pode ser visualizado em nível de simulação como mostra a Figura 5.5, para cada banda de operação da antena. A imagem revela ainda uma certa concentração de corrente na linha de microfita, principalmente para 2.33 GHz, “banda” inutilizável. Essa concentração de corrente na linha gera radiação espúria que pode influenciar negativamente o diagrama de radiação e consequentemente outros parâmetros da antena [1].

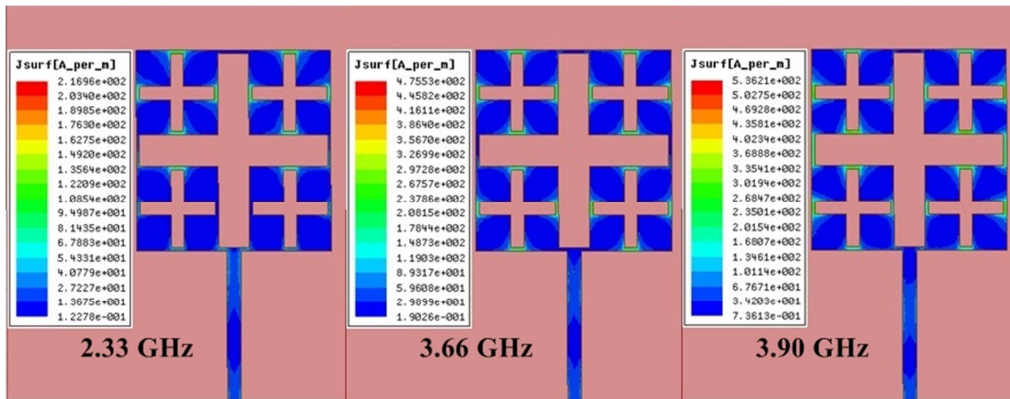


Figura 5.5: Correntes de superfície (A/m) para a antena em 2.33, 3.66 e 3.90 GHz

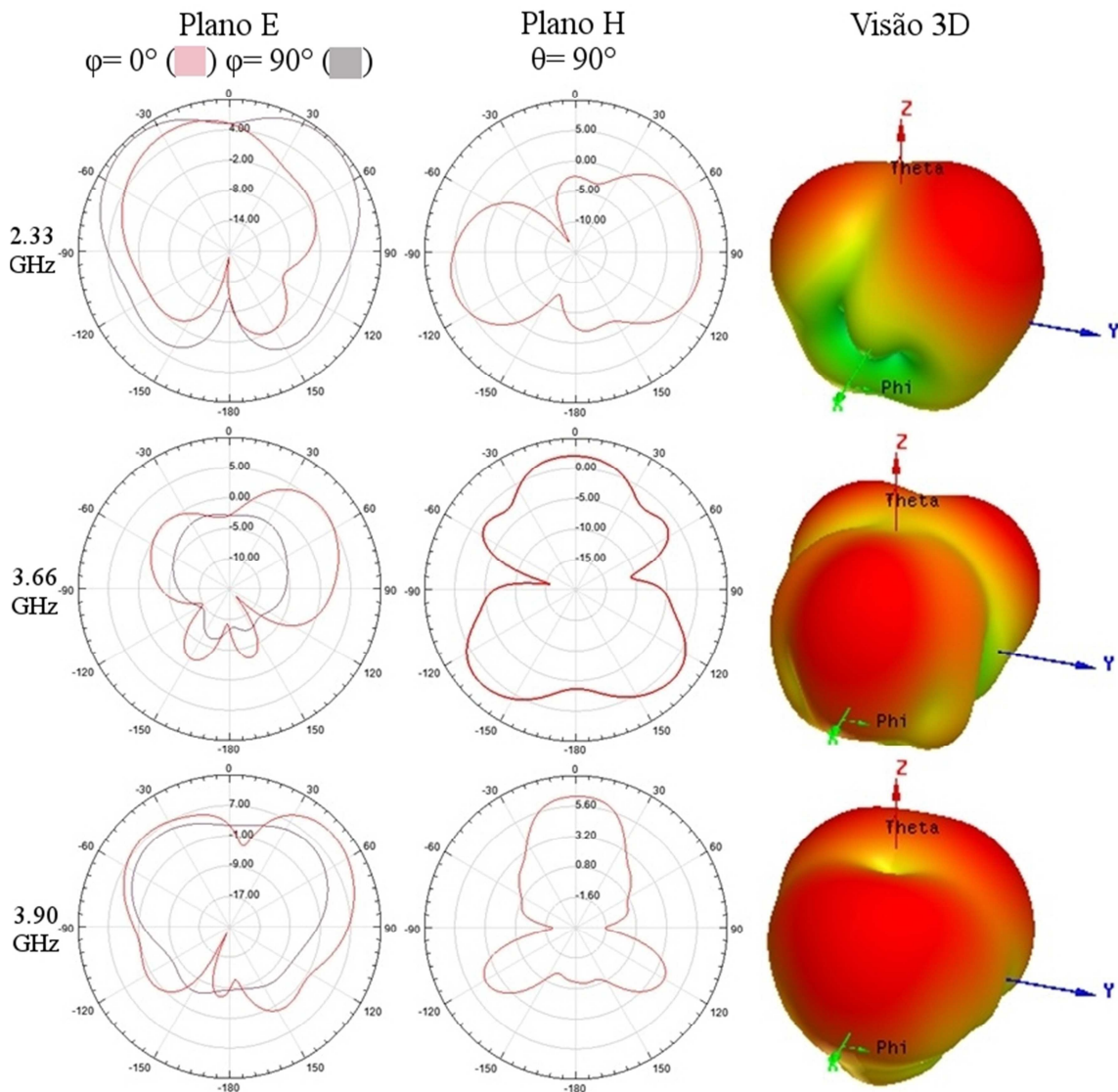


Figura 5.6: Diagramas de radiação para as três frequências de ressonância da antena com plano de terra completo

A Figura 5.6 apresenta o diagrama de radiação para as três frequências de ressonância da antena fractal em cruz com plano de terra cheio. O plano vertical ou

plano de elevação (que corresponde ao plano que contém o vetor campo elétrico E em estruturas com polarização linear) 2D é mostrado em dois cortes, $\varphi= 0^\circ$ e $\varphi= 90^\circ$. O plano horizontal ou plano azimutal (que corresponde ao plano que contém o vetor campo magnético H em estruturas com polarização linear) é apresentado com $\theta= 90^\circ$. Além disso, uma visão do diagrama de radiação em 3D pode ser visualizada.

5.4.2 Arranjo de antenas quase-fractal em cruz

Como descrito anteriormente, o arranjo veio suprir algumas deficiências da antena, que será comprovado mais adiante. O arranjo é composto de dois elementos idênticos, em geometria e dimensões, ao da antena isolada. Sua geometria é linear, ou seja, os elementos estão dispostos ao longo de uma linha. É importante ressaltar que o arranjo, bem como a antena, são estruturas planares. O arranjo ser linear diz respeito à disposição geométrica dos elementos.

Usualmente a distância mínima entre elementos de um arranjo, para evitar o acoplamento mútuo é $\lambda/2$ centro-a-centro de cada elemento [22]. No entanto, como nosso arranjo tem comportamento multibanda, temos um comprimento de onda, λ , diferente para cada frequência de ressonância. Na análise realizada, escolheu-se 51,54 mm como distância mínima, considerando que esse valor não produz aumento significativo nem no tamanho físico da estrutura nem nos efeitos do acoplamento mútuo. A Figura 5.7a apresenta o arranjo construído e conectorizado. A Figura 5.7b mostra o esquemático do distanciamento entre os elementos.

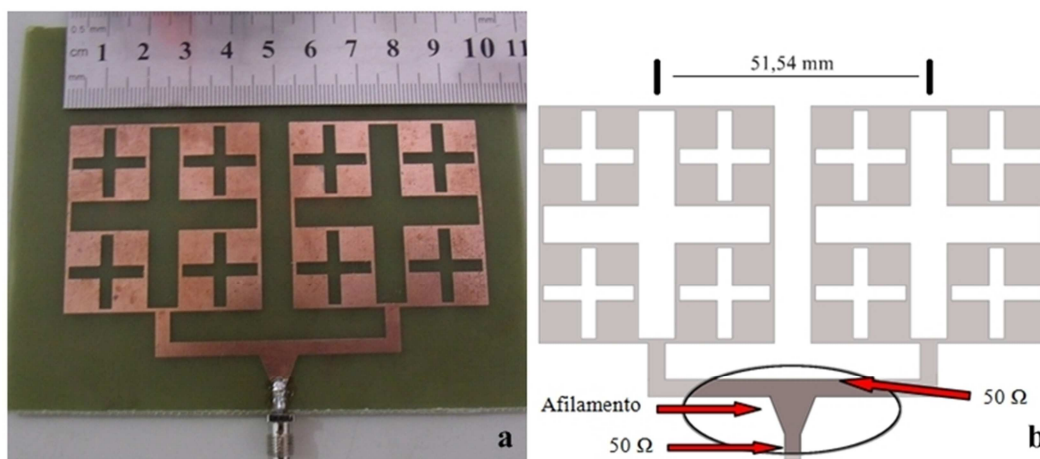


Figura 5.7: Arranjo desenvolvido e esquemático de espaçamento e alimentação

5.4.2.1 Alimentação

Para alimentar o arranjo de antenas, empregou-se a técnica das linhas afiladas [1], já que existem agora duas estruturas ligadas por uma linha de microfita de 50Ω . Na técnica comum, a linha de alimentação do arranjo de antenas deveria ter metade da impedância da linha transversal onde ela é inserida, ou seja, 25Ω para o caso.

Como precisávamos de 50Ω na alimentação da estrutura, colocamos um pequeno trecho de 25Ω (afilamento), ou seja, um pedaço de linha mais larga correspondente a 25Ω perpendicularmente a linha que liga os dois elementos. Em seguida manteve-se o topo deste pequeno toco com uma largura equivalente aos 25Ω e definiu-se a largura da base para 50Ω no mesmo material, em outras palavras, a linha de 25Ω foi sendo afilada para baixo, até uma largura correspondente aos 50Ω , conforme esquemático de alimentação do arranjo apresentado na Figura 5.7b.

Para se determinar impedância ou largura de uma linha de microfitas podem ser utilizadas as equações da subseção 2.4.1 desta dissertação. A escolha da técnica de linhas afiladas ao invés de um transformador de $\lambda/4$ se deu porque o tamanho do transformador seria muito dependente da frequência de ressonância, e as estruturas aqui apresentadas são multibandas.

5.4.2.2 Bandas de Operação

O gráfico da perda de retorno medida (em equipamento analisador vetorial de rede) e simulada (no HFSS pelo Método dos Elementos Finitos) para o arranjo é mostrado na Figura 5.8. Os gráficos demonstram que a composição em arranjo não só adequou a perda de retorno, que na primeira banda da antenna estava acima dos -10 dB necessários para uma correta utilização, como fez surgir uma quarta banda utilizável com frequência centrada em 2.57 GHz.

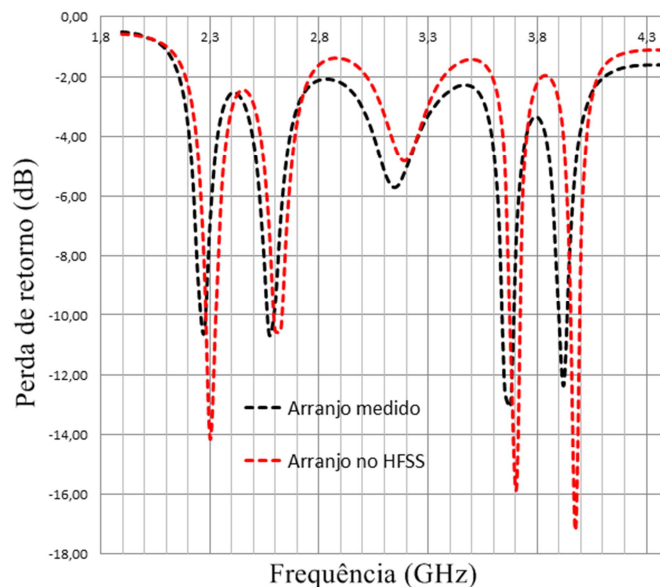


Figura 5.8: Gráfico da perda de retorno medida e simulada para o arranjo de antenas com plano de terra completo

Detalhes da perda de retorno medida para as quatro bandas de operação do arranjo são apresentados na Tabela 5.3, além das respectivas larguras de banda, em MHz e percentual.

Estrutura	Frequência central (GHz)	S11 (dB)	BW (MHz)	BW (%)
Arranjo	2.27	-10.6	30	1.32
	2.57	-10.6	40	1.56
	3.67	-13.0	60	1.64
	3.92	-12.3	40	1.02

Tabela 5.3: Valores medidos para perda de retorno e largura de banda do arranjo de antenas com plano de terra completo

A melhoria da perda de retorno da banda que na antena ficou acima dos -10 dB, provém da borda do quadrado mais externo pois, para a segunda frequência de ressonância da antena individual existem as bordas de quatro quadrados, já para a terceira existem dezesseis quadrados e para a primeira apenas um quadrado, o mais externo. Ao inserir um segundo elemento, formando assim o arranjo, obtivemos dois quadrados maiores responsáveis pela primeira frequência de ressonância. Este aumento de um quadrado para a primeira frequência de ressonância foi provavelmente, o procedimento necessário para que esta banda de ressonância tivesse uma perda de retorno abaixo dos -10 dB.

5.4.2.3 Padrão de Radiação

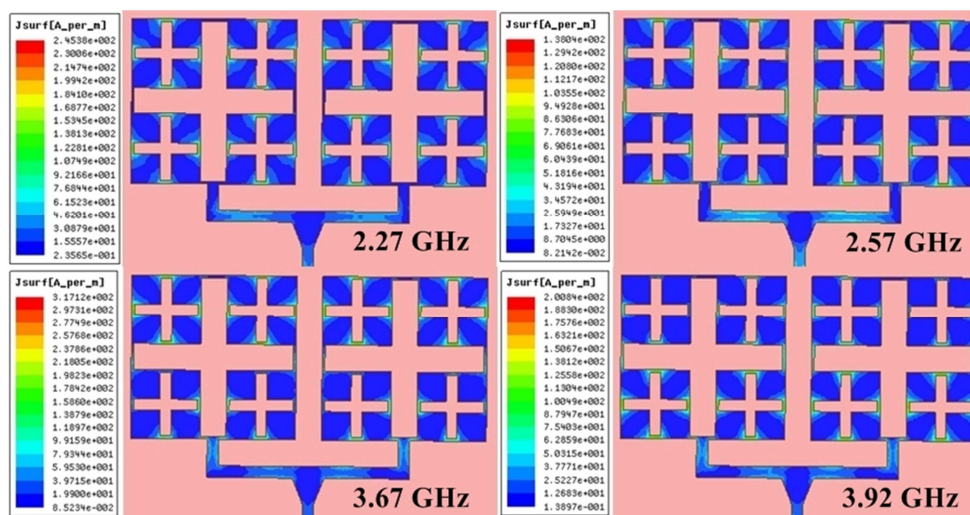


Figura 5.9: Correntes de superfície (A/m) para o arranjo em 2.27, 2.57, 3.67 e 3.92 GHz

Na Figura 5.9 são apresentadas, a título de comparação, as correntes de superfície sobre o *patch* do arranjo em suas quatro frequências de ressonância.

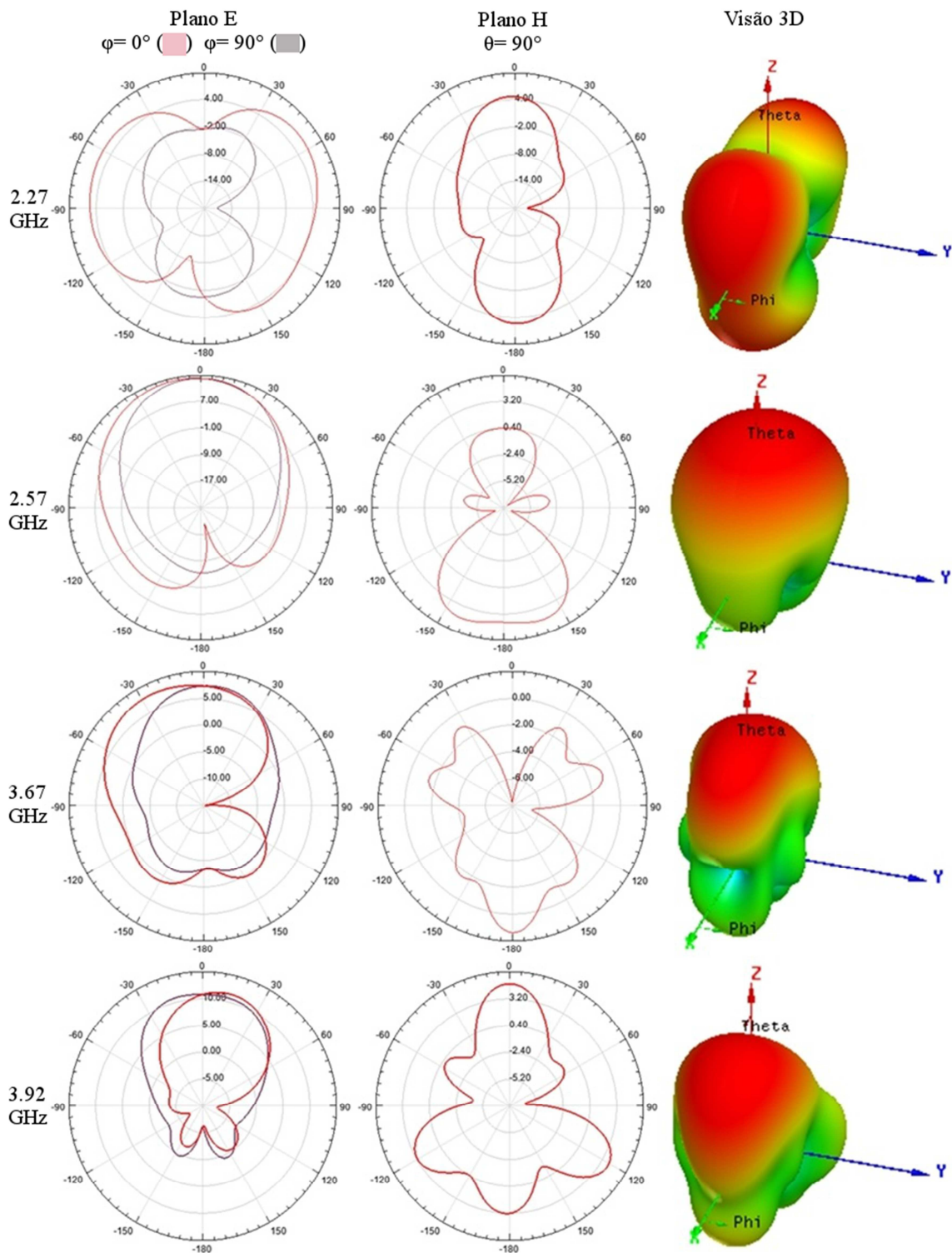


Figura 5.10: Diagramas de radiação para as quatro frequências de ressonância do arranjo com plano de terra completo

Podemos observar na Figura 5.10 a existência de bons ganhos em frequências de ressonância próximas a frequências comerciais importantes, como é o caso da nova banda surgida no arranjo (2.57 GHz). Em relação às frequências de ressonância da antena individual, os gráficos simulados dos diagramas de radiação mostraram maior diretividade do arranjo, no geral. Isto pode ser observado se compararmos os diagramas

no plano E ($\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$), nas Fig. 5.6 e Fig. 5.10, para as frequências de 3.6 GHz e 3.9 GHz. A melhoria na diretividade é uma característica comumente alcançada com arranjos, sendo obtida através do distanciamento entre os elementos.

5.4.3 Comparativo das estruturas

Um comparativo dos dois gráficos da perda de retorno (medida e simulada) da antena isolada e do arranjo pode ser visualizado na Figura 5.11. A perda de retorno (dB) e a largura de banda (MHz, %) das duas estruturas podem ser confrontadas através da Tabela 5.4. Os dados evidenciam as vantagens do arranjo sobre antena isolada.

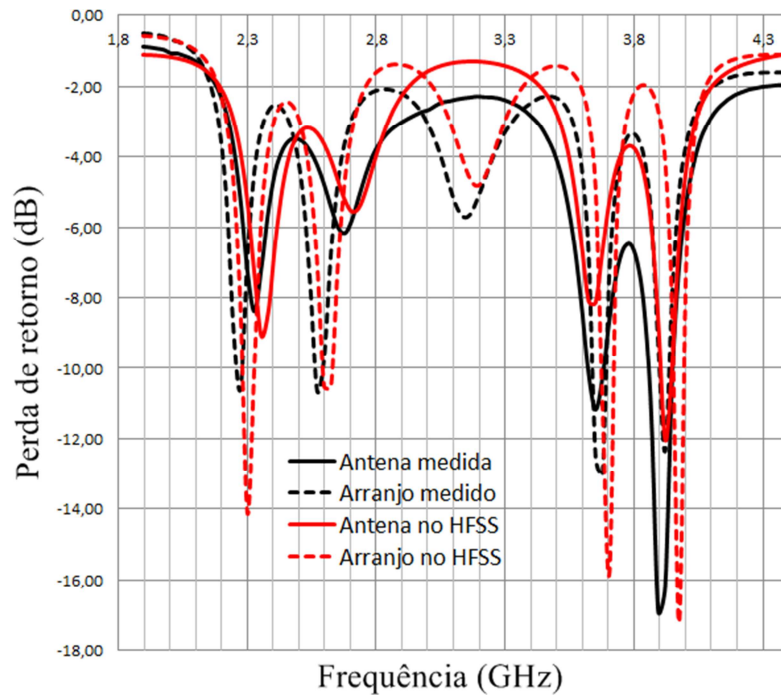


Figura 5.11: Comparativo entre os gráficos da antena e arranjo, para a perda de retorno

Estrutura	Frequência central (GHz)	S11 (dB)	BW (MHz)	BW (%)
Antena	2.33	-8.38	-	-
	3.66	-11.2	60	1.64
	3.90	-16.9	90	2.31
Arranjo	2.27	-10.6	30	1.32
	2.57	-10.6	40	1.56
	3.67	-13.0	60	1.64
	3.92	-12.3	40	1.02

Tabela 5.4: Valores medidos para perda de retorno e largura de banda da antena e arranjo com planos de terra completos

5.5 Estruturas com plano de terra truncado

As estruturas apresentadas até aqui foram modificadas em uma segunda fase da pesquisa quanto à redução do plano de terra. As novas estruturas serão mostradas ao longo desta seção. A partir de experimentos realizados em nível de simulação e medição, averiguou-se um melhor desempenho das novas estruturas (com planos de terra truncados) quanto à largura de banda e perda de retorno, tendo em vista que uma otimização no casamento de impedância em faixa larga pode ser alcançado com este tipo de técnica [43]. A Tabela 5.5 é analisada mais adiante e confirma estas melhorias quanto ao casamento de impedância. Além da redução do plano de terra, utilizada nas estruturas apresentadas aqui, é possível ainda otimizar o formato da junção que liga a linha de alimentação ao *patch*. Essas duas práticas em conjunto diminuem o Q da antena devido a diminuição da ε_{eff} , de modo que consegue-se aumentar a largura de banda em até 135% [44].

A técnica de truncamento (ou redução) do plano de terra é abordada na literatura em muitos trabalhos, inclusive trabalhos produzidos por discentes da UFRN, tais como:

- I. Silva (2008) [45], onde é apresentada uma antena UWB com plano de terra truncado, a qual se aplicou contornos fractais de Koch para reduzir largura de banda e para obter comportamento multibanda;
- II. Nobrega (2008) [46], onde se empregou um recorte retangular no plano de terra para obter melhorias na resposta em frequência de antenas de microfita para sistemas UWB.

5.5.1 Truncamento

Em nível de simulação o plano de terra de ambas as estruturas foi sendo reduzido milimetricamente até encontrar-se um ponto que apresentasse uma boa perda de retorno em todas as bandas da estrutura. No entanto, em nível de confecção não foi possível efetuar um corte perfeito dos planos de terra, tendo em vista que o equipamento fresadora do laboratório de telecomunicações não estava disponível para o uso durante a fase de confecção das estruturas, sendo este o principal motivo pelo qual os dados das medições são um pouco diferentes das simulações. Além disso, fatores como omissão do conector (ou má modelagem) ou qualquer arbitrariedade no uso do simulador são causas de muita influência nas divergências entre simulação e medição [47].

Devido a impossibilidade de utilização do equipamento, o procedimento utilizado para o truncamento foi a colocação de fita adesiva do ponto de alimentação da estrutura até o ponto onde se desejava manter o plano de terra, de modo que a parte não coberta pelo adesivo fosse corroída em percloroeto de ferro. Obviamente, a parte frontal das estruturas (patches e linhas) também foi totalmente coberta. A colocação manual deste adesivo não permitiu uma precisão adequada no truncamento, porém, ainda assim obteve-se boa concordância com os resultados medidos. Os resultados das estruturas

truncadas são bem melhores em relação às estruturas da primeira fase da pesquisa. A Figura 5.12 apresenta as estruturas com plano de terra truncado.

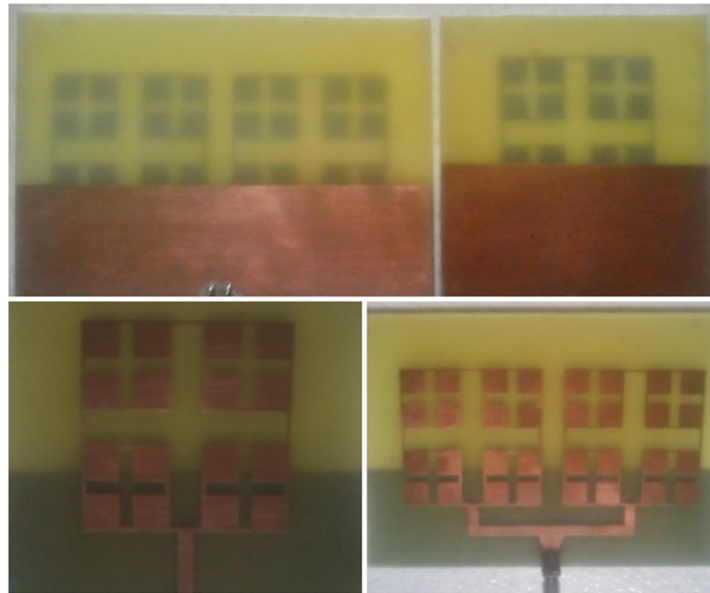


Figura 5.12: Antena e arranjo com planos de terra truncados

Estrutura	Frequência central (GHz)	Impedância	Estrutura	Frequência central (GHz)	Impedância
Antena com plano de terra cheio	2.33	113.85	Antena com plano de terra truncado	2.44	98.48
	3.66	58.48		3.02	51.40
	3.90	62.81		4.23	47.86
Arranjo com plano de terra cheio	2.27	31.37	Arranjo com plano de terra truncado	2.34	69.70
	2.57	32.03		3.01	69.38
	3.67	67.23		3.38	47.58
	3.92	36.11		4.46	38.54

Tabela 5.5: Valores medidos aproximados das impedâncias de entrada da antena e arranjo fractais em cruz com planos de terra cheios e truncados

Em nível de simulação, o ponto ótimo para o truncamento do plano de terra da antena situou-se a aproximadamente 12.8 mm acima da base do *patch*, na face oposta a este. Desse modo, o plano de terra cobriu desse ponto para baixo, ou seja, até a base da antena. Analogamente, para o arranjo este ponto foi de aproximadamente 12.2 mm. O fato dos pontos de truncamento na antena e arranjo serem semelhantes sugere que a técnica de afilamento, utilizada anteriormente, casou bem a impedância da linha que liga os dois patches do arranjo com relação à alimentação do mesmo, de modo que o

melhor casamento obtido aqui, através da técnica de truncamento, se deu para a alimentação de entrada de ambas as estruturas. A Tabela 5.5 confirma um melhor casamento de impedância, no geral, das estruturas com planos de terra truncados em relação às mesmas com os planos de terra cheios. Na antenna a melhoria é clara em todas as três bandas e no arranjo há melhorias nas duas últimas, de modo que as duas primeiras bandas de ambos os arranjos mediram impedâncias com diferenças parecidas em relação a 50Ω .

5.5.2 Bandas de operação

As Figuras 5.13 e 5.14 exibem a perda de retorno simulada pelo método dos Elementos Finitos (no HFSS) e medida pelo analisador vetorial de redes, para a antenna e o arranjo com planos de terra truncados, respectivamente. A antenna foi medida em um analisador que opera na faixa de até 4.5 GHz. Posteriormente o arranjo foi confeccionado e medido em um analisador que opera na faixa de até 10 GHz, pois sua quarta e última banda (não utilizável de acordo com a medição) não pode ser representada completamente pelo analisador de faixa menor, muito embora os resultados exportados deste serem distribuídos em mais pontos que os do analisador de faixa maior, além de serem mais condizentes com os dados simulados.

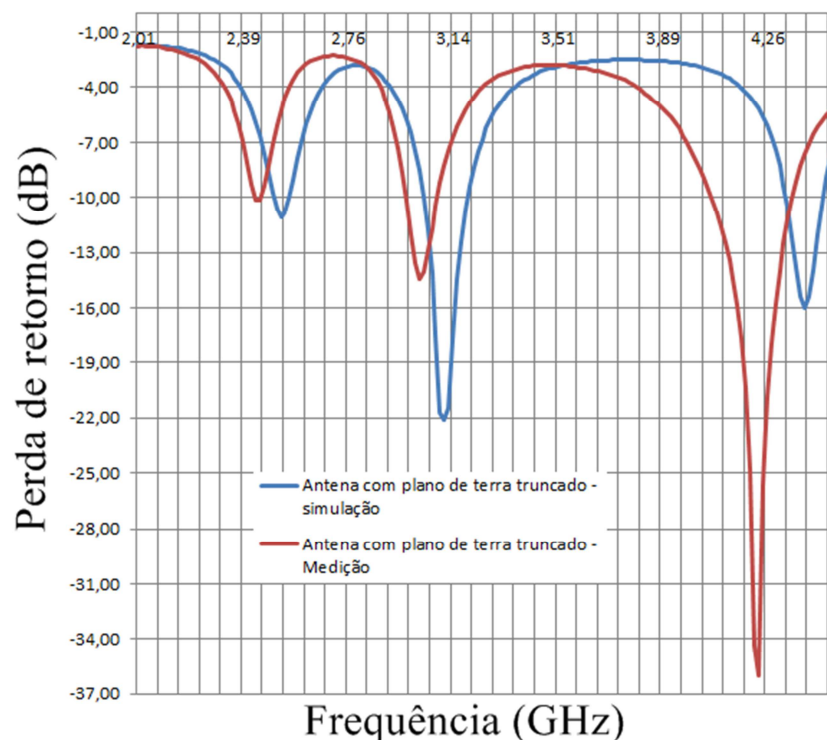


Figura 5.13: Perda de retorno simulada e medida para a antenna com plano de terra truncado

Na Figura 5.13 observamos que a primeira banda simulada da antenna tinha melhor perda de retorno e largura. Observamos ainda que as bandas medidas ficaram deslocadas para a direita em relação às simuladas. A análise da Figura 5.14 revela que a primeira banda medida do arranjo também ficou deslocada para a esquerda em relação à simulação e principalmente que, as três primeiras bandas medidas tiveram perdas de

retorno mais baixas em relação às respectivas simuladas, em detrimento da última banda que não ficou abaixo dos -10dB. Na simulação procurou-se um ponto de equilíbrio quanto às bandas, porém, como dito anteriormente, o corte manual do plano de terra não proporcionou a precisão desejada.

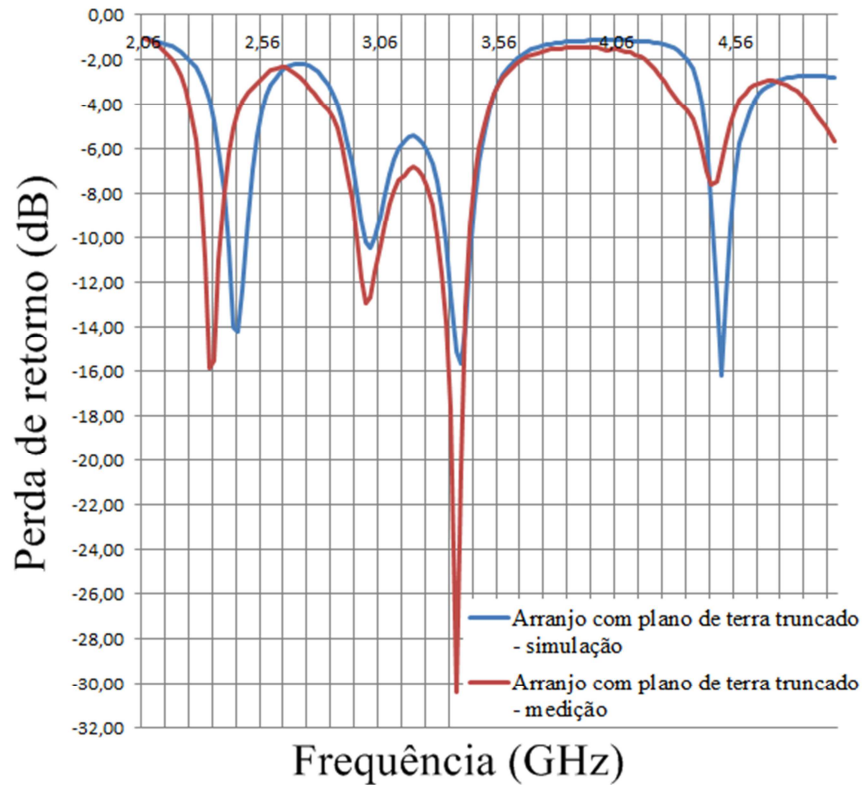


Figura 5.14: Perda de retorno simulada e medida para o arranjo com plano de terra truncado

Estrutura	Freq. central (GHz)	S11 (dB)	BW (MHz)	BW (%)	Estrutura	Freq. central (GHz)	S11 (dB)	BW (MHz)	BW (%)
Antena com plano de terra cheio	2.33	-8.38	-	-	Antena com plano de terra truncado	2.44	-10.14	20	0.82
	3.66	-11.2	60	1.64		3.02	-14.41	110	3.64
	3.90	-16.9	90	2.31		4.23	-35.99	280	6.62
Arranjo com plano de terra cheio	2.27	-10.6	30	1.32	Arranjo com plano de terra truncado	2.34	-15.84	60	2.56
	2.57	-10.6	40	1.56		3.01	-13.0	50	1.66
	3.67	-13.0	60	1.64		3.38	-30.36	120	3.55
	3.92	-12.3	40	1.02		4.46	-7.60	-	-

Tabela 5.6: Valores medidos da perda de retorno e largura de banda da antena e arranjo fractais em cruz com planos de terra cheios e truncados

A Tabela 5.6 apresenta um comparativo da frequência central, perda de retorno e largura de banda (MHz, %) medidos para a antena e arranjo com planos de terra cheios e truncados. Das antenas podemos observar que a primeira banda, antes inutilizável na antena com plano de terra cheio ficou abaixo dos -10 dB na estrutura melhorada, correspondendo com o necessário para uma correta utilização. A largura desta banda não ficou satisfatória, diferentemente da simulação (ver Figura 5.13). Em relação aos arranjos, a última banda do arranjo com plano de terra truncado ficou inutilizável, diferentemente da simulação (ver Figura 5.14). Apesar destes dois incidentes, as estruturas da segunda fase (antena e arranjo com planos de terra truncados) promoveram grandes melhorias em relação às estruturas da primeira fase (antena e arranjo com planos de terra cheios).

Os dados apresentados na Tabela 5.6 revelaram que os valores de perda de retorno e largura de banda de todas as bandas úteis nas estruturas com planos de terra truncados são melhores que as das respectivas bandas nas estruturas com planos de terra cheios. As melhorias estão relacionadas com o melhor casamento de impedância obtido através da técnica de truncamento do plano de terra. O casamento de impedância diminui a perda de retorno causada pela reflexão da onda guiada (na linha de microfita, no caso) na carga (antena, no caso) [48].

As três bandas utilizáveis do arranjo também puderam ser representadas pelo analisador vetorial de redes de escala menor, que apresentou resultados ainda melhores de largura de banda que os apresentados na Tabela 5.6. São eles: BW de 70 MHz (2.99%) em 2.34 GHz; BW de 70 MHz (2.32%) em 3.02 GHz e BW de 140 MHz (4.13%) em 3.39 GHz.

Comparando-se os gráficos das perdas de retorno das duas antenas (Figuras 5.4 e 5.13) e dos dois arranjos (Figuras 5.8 e 5.14) desenvolvidos durante a pesquisa do autor desta dissertação, nota-se uma melhor distribuição das bandas ao longo da faixa de cobertura no caso das estruturas com planos de terra truncados. Essa melhor distribuição das bandas pode vir a facilitar um ajuste das mesmas, através do redimensionamento das cruzes, para aplicações específicas em trabalhos futuros.

5.5.3 Padrão de radiação

Um problema comum da utilização da técnica de truncamento do plano de terra é quanto ao ganho. Isso foi confirmado em nossas estruturas (conforme Figuras 5.15 e 5.16), em especial no arranjo. O plano horizontal ou plano azimutal (que corresponde ao plano que contém o vetor campo magnético H em estruturas com polarização linear) é apresentado em 2D com $\theta = 90^\circ$. O plano vertical ou plano de elevação (que corresponde ao plano que contém o vetor campo elétrico E em estruturas com polarização linear) 2D é mostrado em dois cortes, $\varphi = 0^\circ$ e $\varphi = 90^\circ$. Além destes, uma visão 3D dos diagramas de radiação melhora o entendimento de que as duas bandas centrais do arranjo apresentaram maior radiação para trás.

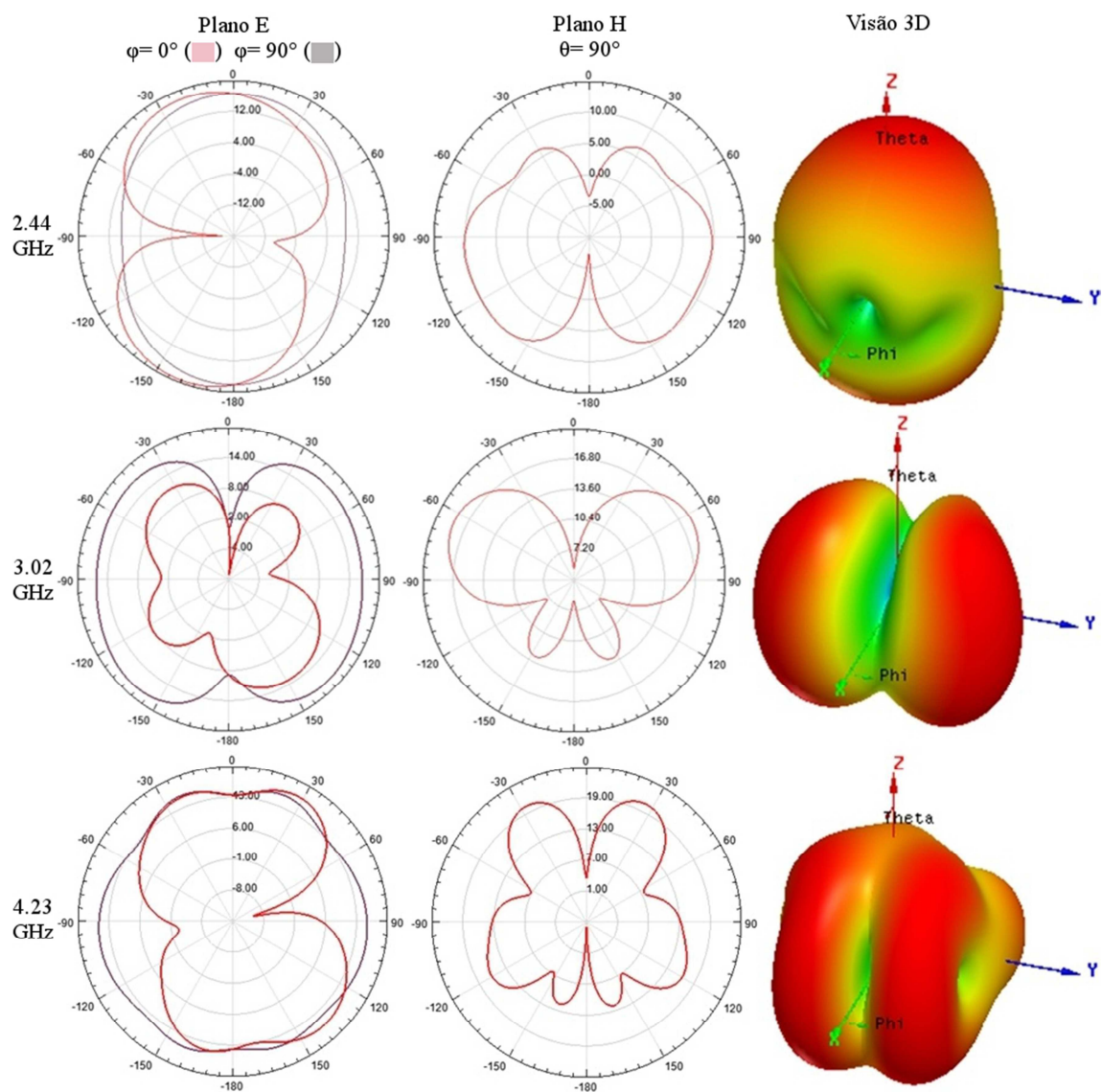


Figura 5.15: Diagramas de radiação para as três frequências de ressonância da antena com plano de terra truncado

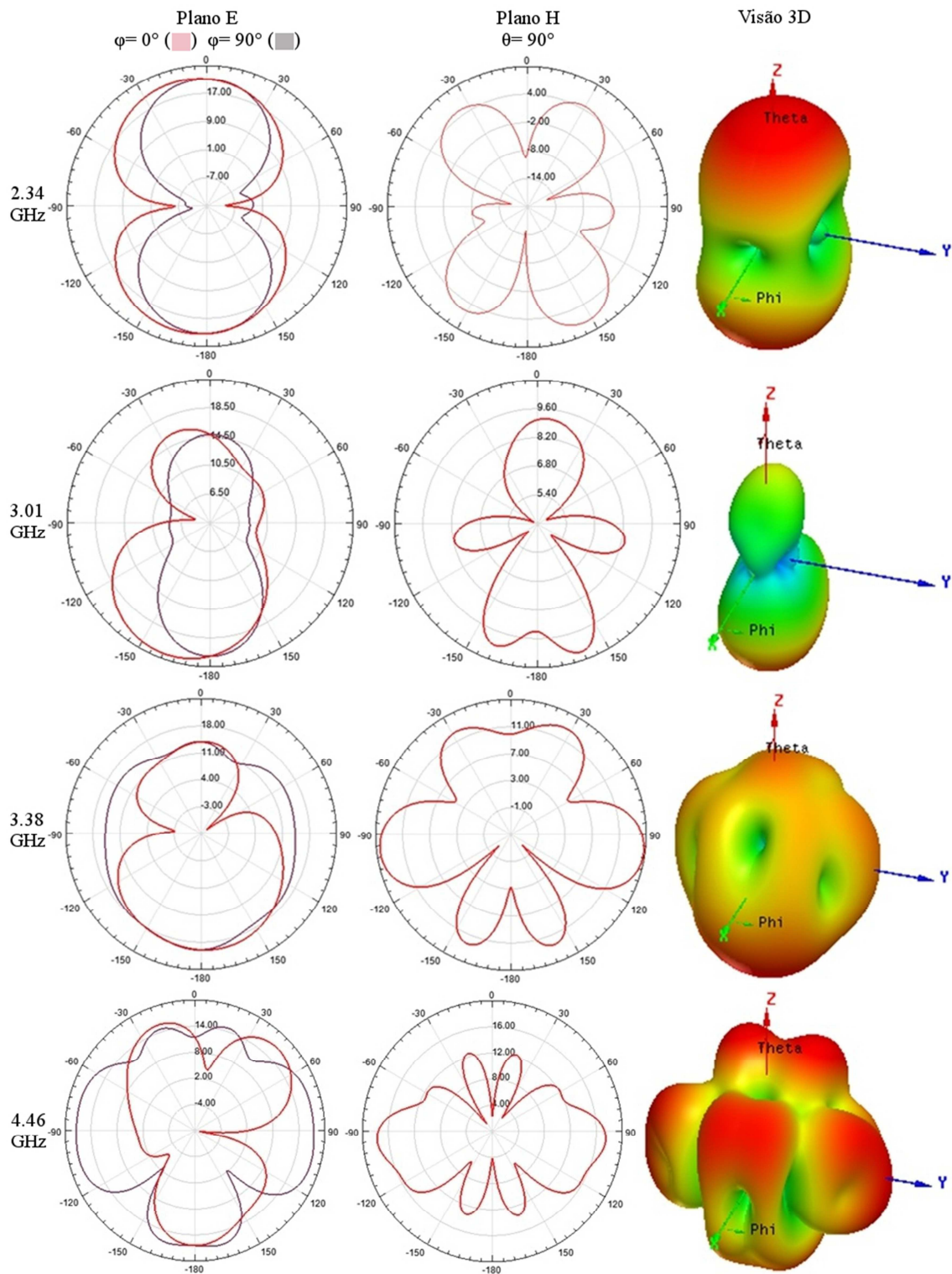


Figura 5.16: Diagramas de radiação para as quatro frequências de ressonância do arranjo com plano de terra truncado

5.6 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentadas as estruturas simuladas, construídas e medidas. Também foram detalhados tópicos importantes como: composição das estruturas, tipo de geometria, funcionamento, alimentação, comportamento das correntes de superfícies, bandas de operação, padrão de radiação e diretividade. Nos procedimentos realizados, encontraram-se as seguintes melhorias para o arranjo com plano de terra cheio em relação à respectiva antena quase-fractal em cruz isolada: (i) adequação de uma banda inutilizável da antena através da melhoria da perda de retorno, (ii) obtenção de uma quarta banda utilizável e (iii) melhor diretividade em relação a antena isolada.

A segunda fase da pesquisa consistiu do emprego de plano de terra reduzido nas estruturas planares da primeira fase. A técnica do truncamento do plano de terra mostrou melhor casamento de impedância, maior largura de banda e perda de retorno em todas as bandas úteis destas estruturas quando comparadas as de planos de terra completo. Outra melhoria obtida pelas estruturas da segunda fase foi uma melhor distribuição das bandas ao longo da faixa, o que certamente facilitará o ajuste das mesmas (através do redimensionamento das cruces) para aplicações específicas.

A seguir, no capítulo 6, serão explanadas as conclusões finais deste trabalho e feitas as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 6

Conclusões

Um estudo de duas antenas e dois arranjos lineares com patches quase-fractais de comportamento multibanda foi apresentado nesta dissertação. O referencial teórico mostrou uma revisão dos principais conceitos básicos do eletromagnetismo aplicado em relação ao estudo aqui desenvolvido.

O capítulo introdutório apresentou o cenário atual dos sistemas de comunicação sem fio e o papel das antenas planares de microfita neste contexto, juntamente com a geometria fractal e a composição em arranjos. Além disso, mostrou a motivação que culminou nesta pesquisa e ainda expôs os objetivos pretendidos.

O Capítulo 2 tratou das antenas de microfita, desde um breve histórico passando por composição, funcionamento e particularidades deste tipo de estrutura. Os principais métodos de alimentação também foram abordados. Por fim, os principais métodos de análise e síntese foram discutidos.

No Capítulo 3 foram discutidos os arranjos de antenas com distribuição geométrica linear e planar, sendo enfatizada a primeira, por ser a distribuição utilizada nos arranjos estudados nesta pesquisa. O detalhamento da geometria dos fractais cujos conceitos são utilizados nas estruturas desenvolvidas e apresentadas foi apresentado no Capítulo 4.

O Capítulo 5 apresentou as estruturas simuladas, construídas e medidas. Aqui foram analisadas a composição das estruturas, tipo de geometria, funcionamento, alimentação, casamento de impedância, comportamento das correntes de superfícies, bandas de operação e diretividade. Em relação às estruturas com planos de terra cheios, o arranjo se comparado à antena isolada obteve três principais benefícios: (i) adequação de uma banda inutilizável da antena através da melhoria da perda de retorno, (ii) obtenção de uma quarta banda utilizável e (iii) melhor diretividade no geral, em relação a antena isolada. A melhoria na diretividade é uma característica comumente alcançada pelos arranjos de antenas, mas os dois primeiros benefícios, em especial o surgimento de uma nova banda, não são características comumente encontradas na literatura de arranjos. Acerca do surgimento de uma nova banda, foi levantada uma hipótese provável sobre sua ocorrência. Ainda no Capítulo 5 também foram apresentadas as estruturas da segunda fase da pesquisa, que consistiram de uma antena e arranjo semelhantes aos da primeira fase, porém com planos de terra truncados. A técnica do truncamento do plano de terra melhorou o casamento de impedância, a largura e a perda de retorno de todas as bandas úteis destas estruturas, apresentando melhores resultados

do que às respectivas estruturas com planos de terra cheios. Outra melhoria obtida pelas estruturas da segunda fase foi uma melhor distribuição das bandas ao longo da faixa, o que pode facilitar um ajuste das mesmas para aplicações específicas.

Como sugestões para trabalhos futuros, podemos elencar os seguintes tópicos: (i) otimização das estruturas para aplicações específicas; (ii) estudo de outros métodos de alimentação; (iii) estudo dos efeitos do acoplamento mútuo; (iv) utilização de substratos dielétricos finos; (v) multifractalidade para obtenção de comportamento ultra banda larga; (vi) aplicação de métodos computacionais de inteligência artificial na análise e/ou síntese das estruturas.

Referências

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: analysis and design.*: Wiley, 2012.
- [2] G. Kumar, *Broadband Microstrip Antennas*. Londres: Artech House Publishers, 2003.
- [3] H. J. Visser, *Array and Phased Array Antenna Basics.*: Wiley, 2006.
- [4] H. Elsadek, "Microstrip Antennas for Mobile Wireless Communication Systems," in *Mobile and Wireless Communications: network layer and circuit level design*. Vukovar: In-Teh, 2010, pp. 163-189.
- [5] V. A. Almeida-Filho, *Arranjos Log-periódicos Compactos em Microfita com Elementos Fractais de Koch [Dissertação de mestrado]*. Natal: Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, 2010.
- [6] B. B. Mandelbrot,. Lisboa: Gradiva Publicações, 1991.
- [7] N. Cohen, "Fractal Antennas and Fractal Resonators," 6 452 553, Sep. 17, 2002.
- [8] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal Antennas: a novel antenna miniaturization technique, and applications," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 44, no. No. 1, February 2002.
- [9] K. Singh, V. Grewal, and R. Saxena, "Fractal Antennas: A Novel Miniaturization Technique for Wireless Communications," *International Journal of Recent Trends in Engineering*, vol. Vol 2, no. No. 5, November 2009.
- [10] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, Fourth Edition ed.: McGraw-Hill, 2007.
- [11] G. A. Deschamps, *Microstrip Microwave Antennas*. Proceedings of Third USAF Symposium, 1953.
- [12] H. Gutton and G. Bassinot, "Flat Aereal for ultra high frequency," 703 113, 1955.
- [13] E. V. Byron, "A New Flush-mounted Antenna Element for Phased Array Application," in *Proc. Phased-array Symp*, pp. 187-192, 1970.

- [14] V. F. Fusco, *Teoria e Técnicas de Antenas: princípios e prática*. Porto Alegre: Bookman, 2006.
- [15] E. E. C. de Oliveira, *Antenas de Microfita com Patch Quase-fractal para Aplicações em Redes WPAN/WLAN [dissertação de mestrado]*. Natal: Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, 2008.
- [16] R. Mohanamurali and T. Shanmuganatham, "Sierpinski Carpet Fractal Antenna for Multiband Applications," *International Journal of Computer Applications*, vol. 39– No. 14, pp. 0975 – 8887, February 2012.
- [17] K. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*.: Wiley, 2002.
- [18] M. Carleti and J. A. J. Ribeiro, "Antenas Impressas Baseadas no Tapete de Sierpinski," in *16º SBMO – Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e o 11º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, Curitiba, 2014, pp. 809-813.
- [19] J. F. Zürcher and F. E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*.: Artech House Publishers, 1995.
- [20] C.P. Wen, "Coplanar Waveguide, a Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications," in *Microwave Symposium, 1969 G-MTT International*, 1969, pp. 110 – 115.
- [21] R.P. Owens, "Microstrip Antenna Feeds," in *Handbook of Microstrip Antennas*. London, United Kingdom: Peter Peregrinus Ltd, 1989.
- [22] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Boston, Mass, USA: Artech House, 2001.
- [23] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*.: John Wiley & Sons, 2004.
- [24] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas," *Proc. IEEE*, vol. 80, No. 1, pp. 79-81, Janeiro 1992.
- [25] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of microstrip antennas*. London, UK: Peter Peregrinus Ltd, 1989.
- [26] M. N. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, 2nd ed.: CRC Press , 2000.
- [27] M. N. O. Sadiku, *Elementos do Eletromagnetismo*, 3rd ed. Porto Alegre: Bookman, 2004.

- [28] P. L. Silva, *Modelagem de Superfícies Seletivas de Frequência e Antenas de Microfita Utilizando Redes Neurais Artificiais [Dissertação de mestrado]*. Natal: Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UFRN, 2006.
- [29] B. O. de Andrade and L. M. de Mendonça, "Um Novo Arranjo de Antenas Patch de Microfita Fractal Multibanda para Comunicação sem Fio," in *16° SBMO – Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e o 11° CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, Curitiba, 2014, pp. 627-632.
- [30] L. M. Caetano, *Aplicações de Arranjos de Antenas de Microfita com Patch Supercondutor [dissertação de mestrado]*. Natal: Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, 2010.
- [31] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Inc, second printing ed., Artech House, Ed., 1982.
- [32] V. F. Barros, *Estudo do Efeito de Substratos Metamateriais em Parâmetros de Antenas de Microfita [Dissertação de mestrado]*. Natal: Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, 2012.
- [33] B. B. Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature*. United States: W. H. Freeman and Co, 1982.
- [34] H. Peitgen, H. Jürgens, and D. Saupe, *Chaos and Fractals: new frontiers of science*, 2nd ed. New York: Springer Verlag, 2004.
- [35] C. Silva, L. Araujo, A. Oliveira, and M. Melo, "Uma Antena Multibanda para Comunicação Wireless," in *15° SBMO – Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e o 10° CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2012.
- [36] K. Falconer, *Fractal Geometry: Mathematical Foundations and Applications*. England: John Wiley, 1990.
- [37] J. Gouyet, *Physics and Fractal Structures*. New York: Springer, 1996.
- [38] M. G. Santos and J. A. J. Ribeiro, "Antena de faixa larga baseada no multifractal de Cantor," in *16° SBMO – Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e o 11° CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, Curitiba, 2014, pp. 849-853.
- [39] C. P. Serra and E. W. Karas, *Fractais Gerados por Sistemas Dinâmicos Complexos*. Curitiba: Editora Universitária Champagnat, 1997.
- [40] Y. Na and S. Xiao-wei, "Analysis of the Multiband Behavior OnSierpinski Carpet

Fractal Antennas," in *Asia Pacific Microwave Conference*, 2005.

- [41] T. Hung, J. Liu, C. Wei, C. Chen, and S. Bor, "Dual-Band Circularly Polarized Aperture-coupled Stack Antenna with Fractal Patch for WLAN and WiMAX Applications," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 24, No. 1, January 2014.
- [42] A. Azari, A. Ismail, A. Sali, and F. Hashim, "A New Super Wideband Fractal Monopole-Dielectric Resonator Antenna," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 12, pp. 1014-1016, 2013.
- [43] M. John, J. Evans, M. Ammann, J. Modro, and Z. Chen, "Reduction of ground-plane-dependent effects on microstrip-fed printed rectangular monopoles," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 2, n. 1, pp. 42-47, February 2008.
- [44] R. A. dos Santos and I. F. da Costa, "Novo Modelo de Antena Impressa com Banda Ultralarga," in *16º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, Curitiba, 2014, pp. 265-269.
- [45] Marcelo Ribeiro da Silva, *Novas Configurações de Monopolos Planares Quase-Fractais para Sistemas de Comunicações Móveis [Dissertação de Mestrado]*. Natal, RN: Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [46] Clarissa de Lucena Nobrega, *Otimização dos Parâmetros de Monopolos Planares de Microfita para Aplicações em Sistemas de Banda Ultra Larga [dissertação de Mestrado]*. Natal, RN: Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [47] Guy A. E. Vandenbosch and Raphael Gillard, "Benchmarking of Optimally Used Commercial Software Tools for Challenging Antenna Topologies: The 2012-2013 Run," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, No. 3, Junho 2013.
- [48] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed.: Wiley, 2012.