

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

**Um Ambiente Evolutivo para Apoio
ao Projeto de Antenas de Microfita**

Autor: Tiago Venturieri Barra

Orientador: Prof. Dr. Fernando José Von Zuben

Co-orientador: Dra. Cynthia Cristina Martins Junqueira

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: **Engenharia de Computação**.

Banca Examinadora

Fernando José von Zuben, Dr. DCA/FEEC/Unicamp
Claudemir Marcos da Silva , Dr. Neuron Engenharia
Hugo Enrique Hernandez Figueroa, Dr. DMO/FEEC/Unicamp
Romis Ribeiro de Faissol Attux, Dr. DECOM/FEEC/Unicamp

Campinas, SP
Janeiro/2007

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

B27a Barra, Tiago Venturieri
Um ambiente evolutivo para apoio ao projeto de antenas de microfita. / Tiago Venturieri Barra. --Campinas, SP: [s.n.], 2007.

Orientadores: Fernando José Von Zuben, Cynthia Cristina Martins Junqueira
Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Algoritmos genéticos. 2. Antenas em microlinha. 3. Otimização estrutural. 4. Simulação (Computadores). 5. Antenas em microlinha – Testes. 6. Projetos de engenharia. I. Von Zuben, Fernando José. II. Junqueira, Cynthia Cristina Martins. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: An evolutionary environment to support the synthesis of microstrip antenna

Palavras-chave em Inglês: Genetic algorithm, Microstrip antennas, Antenna design, Simulation of operational conditions, Laboratory test, Optimization

Área de concentração: Engenharia de Computação

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Claudemir Marcos da Silva, Hugo Enrique Hernandez Figueroa, Romis Ribeiro de Faissol Attux

Data da defesa: 18/01/2007

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Resumo

O estudo de antenas de microfita envolve a especificação de um amplo espectro de parâmetros físicos, e cada proposta de antena requer o emprego de algoritmos avançados de cálculo numérico para medidas de desempenho, como impedância de entrada, padrão de irradiação e ganho em faixas específicas de frequência. O principal objetivo desse trabalho é desenvolver um ambiente computacional combinando um software de análise de estruturas eletromagnéticas, MStrip40, baseado no método dos momentos (MoM), e um método de busca evolutivo, denominado algoritmo genético. Buscam-se valores ótimos de parâmetros físicos de antenas de microfita, como comprimento e largura do elemento irradiador e da linha de alimentação, entre outros. São tratados vários tipos de antenas de microfita, e um elenco amplo de critérios de desempenho é considerado, mantendo sempre um valor baixo para o coeficiente de onda estacionária na frequência de projeto. A validação dos resultados gerados pelo ambiente computacional é alcançada através da fabricação da melhor antena obtida em cada caso de estudo, seguida por testes de desempenho do dispositivo físico fabricado, realizados em laboratórios especializados.

Palavras-chave: algoritmo genético; antenas de microfita; projeto de antenas; simulação de condições operacionais; testes em laboratório.

Abstract

The study of microstrip antennas involves the specification of a broad spectrum of physical parameters, and each antenna proposal requires the use of advanced algorithms of numerical calculus to measure the performance, such as input impedance, radiation pattern and gain in specific frequency bands. The main objective here is to develop a computational environment joining a software for electromagnetic structure analysis, called MStrip40 and based on the Method of Moments (MoM), together with an evolutionary search method founded on a genetic algorithm. The outcome is composed of optimal values for physical parameters of the microstrip antenna, such as length and width of the radiator element and of the feeding line. Several kinds of microstrip antennas are treated, and a wide range of performance criteria are considered, always keeping a low value for the coefficient of stationary wave at the design frequency. The validation of the results produced by the computational environment is achieved by means of the manufacture of the best obtained antenna in each case study, followed by performance evaluation of the manufactured physical device, which is accomplished in dedicated laboratories.

Keywords: genetic algorithm, microstrip antennas, antenna design, simulation of operational conditions, laboratory tests.

À minha família e aos meus amigos que reconheci pelo caminho.

O essencial é invisível aos olhos.
Saint Exupéry

Agradecimentos

À minha família, Cléo, Áurea, Diogo e Lívia, pelo apoio, força, compreensão e amor incondicional. Amo vocês;

Ao meu orientador, Prof. Fernando José Von Zuben, que além de ter sido um modelo ideal de orientador, serviu-me de inspiração para várias atitudes tomadas durante o mestrado. Obrigado por ter vivido todas as glórias e tristezas desse trabalho, e proporcionado um ambiente tão sinérgico e agradável para se trabalhar;

À minha co-orientadora, Dra. Cynthia C. Martins Junqueira, sou grato pela orientação no trabalho, pela força e pelos ensinamentos nesses anos;

Ao Prof. Leandro Nunes de Castro, por todo apoio recebido nas pesquisas realizadas durante o mestrado. Pela boa orientação no início das minhas pesquisas;

Aos membros da família GFat pelo apoio à distância e amizade em todos os momentos;

A todo o pessoal da pensão dos ratões, pelo convívio e por terem compartilhado a saudade de casa, tornando a república uma versão de nossas casas deixadas para trás;

Aos meus grandes amigos Alexandre Manoel, Marcelo Ribeiro (Max), Eudemario Santana e Irênio Silva Jr., pelas discussões e contribuições técnicas e por terem sido ótimas companhias esses anos;

Ao pessoal do apoio técnico nas medições e obtenção dos dados práticos: Mário Afonso Ribeiro do Canto, Rafaela Chagas Real e Evaristo Touron Martinez Filho;

A minhas grandes amigas, Mariana Lyra, Daniela Seabra, Flávia Magalhães e Ana Flávia Bicalho

pela fantástica amizade e por estarem sempre por perto nos mais diversos momentos;

Aos meus grandes amigos do LBiC que estiveram por perto nesse final: César Renno, Hamilton Freitas, Pablo Dalbem, Renan Moioli e Wilfredo Villanueva. Obrigado pela companhia dentro e fora do laboratório;

Aos meus outros grandes amigos do LBiC que agora estão longe fisicamente: Eurípedes Santos, Helder Knidel, Marcelo Caetano, George Bezerra, Patrícia Vargas e Renato Cazangi. Obrigado pelas discussões sobre os mais diversos assuntos que me fizeram crescer e amadurecer em vários aspectos. Pelos ótimos momentos que passamos todos juntos. Esses anos, lapidados na gente, vão fazer falta...

Aos meus amigos da “velha guarda”, Rodrigo Prado, Naur Janzantti, Igor Walter, Nicola Zagari e Marina Hirota por terem me recebido tão bem em Campinas e terem sido tão amigos desde aquela época;

Aos funcionários da Comissão de Pós-Graduação: Maria José Waldman (Masé), Noêmia Benatti e Edson Sanches Filho;

Aos demais colegas de pós-graduação, pelas críticas e sugestões;

Ao IFI/CTA pela disponibilização da câmara anecóica;

Ao IAE/CTA pela confecção e medição dos protótipos;

Ao CNPq , pelo apoio financeiro e à UNICAMP pela estrutura técnica.

Sumário

Trabalhos Publicados Pelo Autor	xv
Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xxi
1 Introdução	1
1.1 Desenvolvimento da Comunicação	1
1.2 Projeto de Antenas	4
1.3 Objetivos	7
1.4 Organização do texto	7
2 Antenas de Microfita	9
2.1 Introdução	9
2.2 Antena de Microfita com formato Retangular	12
2.3 Critérios de Desempenho	13
2.3.1 Impedância de Entrada	13
2.3.2 Perda de Retorno	14
2.3.3 Diagrama de Irradiação	15
2.3.4 Diretividade e Ganho	16
2.3.5 Eficiência	17
2.3.6 Largura de Banda	18
2.3.7 Polarização	19

2.3.8	Largura de Feixe	20
2.4	Técnicas de Alimentação	20
2.4.1	Alimentação por prova coaxial	21
2.4.2	Alimentação por linha de microfita	21
2.4.3	Alimentação por acoplamento eletromagnético por linha de microfita	22
2.5	Métodos de Análise	23
2.5.1	Método de Linha de Transmissão	25
2.5.2	Método de Cavidades	25
2.5.3	Domínio Espectral - Método dos Momentos	28
2.6	Objeto de Estudo	29
3	Algoritmo Genético: Otimização Evolutiva	31
3.1	Motivação para o emprego de Algoritmos Evolutivos	33
3.2	Nomenclatura	36
3.3	Representação	36
3.3.1	Representação em ponto flutuante	38
3.4	População Inicial	39
3.5	Função-Objetivo	40
3.6	Estratégia de Seleção e Sobrevivência	40
3.6.1	Rank	41
3.6.2	Roleta	41
3.6.3	Torneio	41
3.7	Operadores Evolutivos	43
3.7.1	Crossover - Recombinação	43
3.7.2	Mutação	45
3.8	Decisões de Projeto	45
3.8.1	Representação Híbrida	46
3.8.2	Discussão e Definição da Função-Objetivo	48

4 Experimentos e Resultados	51
4.1 Ambiente Computacional Evolutivo	52
4.1.1 Discretização da Estrutura	54
4.2 Experimentos	56
4.2.1 Experimento 1: Alimentação na borda do elemento irradiador ('end-fed') . .	58
4.2.2 Experimento 2: Acoplamento eletromagnético	62
4.2.3 Experimento 3: Formato irregular	71
4.3 Tempo computacional	75
5 Conclusões e Trabalhos Futuros	77
5.1 Trabalhos Futuros	78
5.1.1 Especificações físicas	79
5.1.2 Otimização	79
Referências Bibliográficas	80
Índice Remissivo de Autores	89
A Métodos Numéricos	93
B Software de Análise - MStrip40	97

Trabalhos Publicados pelo Autor

Diretamente Vinculados ao trabalho

1. Barra, T.V., Junqueira, C. M., Von Zuben, F. J. (2007). Optimizing Amorphous-Shape Microstrip Antennas. Proceedings of the International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)
2. Barra, T.V., Junqueira, C. M., Von Zuben, F. J. (2006). Evolutionary design of electromagnetic coupling broadband microstrip antenna. Anais do XVI Congresso Brasileiro de Automática, pp. 3074-3079.

Desenvolvidos junto ao grupo de pesquisa

1. Bezerra, G.B., Barra, T.V., Ferreira, H.M., Knidel, H., de Castro, L.N., Von Zuben, F.J. (2006). An Immunological Filter for Spam, in Bersini, H., Carneiro, J. (eds.) Artificial Immune Systems, Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag, Berlin, vol. 4163, pp. 446-458.
2. Barra, T.V, Bezerra, G.B., de Castro, L.N., Von Zuben, F.J. (2006). An Immunological Density-Preserving Approach to the Synthesis of RBF Neural Networks for Classification. Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN'2006), Vancouver, BC, Canada, pp. 1908-1914.
3. Bezerra, G.B., Barra, T.V, Ferreira, H.M., Von Zuben, F.J. (2006). A Hierarchical Immune-inspired Approach for Text Clustering. Proceedings of the 11th Information Processing and Management of Uncertainty in Knowledge-Based Systems International Conference (IPMU'2006), Paris, France, pp. 2530-2537.
4. Bezerra, G.B., Barra, T.V, de Castro, L.N., Von Zuben, F.J. (2005). Handling Data Sparseness in Gene Network Reconstruction. Proceedings of the IEEE 2005 Symposium on Computational Intelligence in Bioinformatics and Computational Biology (CIBCB'2005), La Jolla, CA, USA, pp. 68-75.
5. Bezerra, G.B., Barra, T.V., de Castro, L.N., Von Zuben, F.J. (2005). Adaptive Radius Immune Algorithm for Data Clustering. in Jacob, C., Pilat, M.L., Bentley, P.J., Timmis, J. (eds.) Artificial Immune Systems, Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag, Berlin, vol. 3627, pp. 290-303.

Lista de Figuras

1.1	Representação simplificada de uma antena, definida como o elemento de transição entre uma onda guiada e uma onda no espaço livre.	2
1.2	Fluxograma de um projeto de Antenas	5
1.3	Proposta inserida no processo de síntese de antena de microfita.	6
2.1	Configuração de uma antena de microfita com elemento irradiador em formato retangular.	10
2.2	Formatos mais comuns adotados para o elemento irradiador.	10
2.3	Padrões de irradiação 3D e 2D gerados pelo MStrip40.	16
2.4	Medição da largura de banda através do gráfico do módulo do coeficiente de reflexão.	18
2.5	Representação de uma onda linearmente (verticalmente) polarizada.	19
2.6	Largura de Feixe de 3dB.	20
2.7	Antena de microfita com formato retangular alimentada por prova coaxial.	21
2.8	Antena retangular sendo alimentada na extremidade por uma linha de microfita.	22
2.9	Antena retangular sendo alimentada por uma linha de microfita via “inset”.	22
2.10	Antena retangular alimentada através de acoplamento eletromagnético.	23
2.11	Visões do elemento irradiador.	25
2.12	Modelo da parede magnética de uma antena de microfita.	26
2.13	Distribuição de corrente e densidade de corrente criada no elemento irradiador [Balanis, 1997].	27
3.1	Fluxograma de um Algoritmo Evolutivo.	33
3.2	Fluxograma de um Algoritmo Genético.	34

3.3	Representação binária de um cromossomo.	37
3.4	Representação em ponto flutuante do cromossomo.	38
3.5	Representação genotípica e fenotípica de um indivíduo. Neste caso, uma antena de microfita.	39
3.6	Esquema adotado pela estratégia da roleta para escolha dos indivíduos.	42
3.7	Seleção de indivíduos utilizando torneio de 4 indivíduos (N=4). A definição do vencedor é determinística e corresponde ao indivíduo com maior fitness dentre os quatro.	42
3.8	<i>Crossover</i> de 1-ponto	44
3.9	<i>Crossover</i> Uniforme	44
3.10	Mutação Pontual	45
3.11	Representação híbrida do cromossomo. Em computador, os valores reais são representados empregando a notação em ponto flutuante.	47
3.12	Representação fenotípica e genotípica de um cromossomo híbrido. O vetor binário apresentado contém 49 bit, pois a resolução do elemento irradiador é 7×7	47
4.1	Proposta inserida no processo de síntese de antena de microfita.	52
4.2	Diagrama de blocos representando a interação dos módulos.	53
4.3	Tela principal do ambiente desenvolvido.	54
4.4	Processo de discretização de uma antena de microfita.	54
4.5	Parâmetros físicos de uma antena alimentada via acoplamento magnético que podem ser otimizados.	58
4.6	Estrutura discretizada e protótipo fabricado.	60
4.7	Evolução da população durante as gerações.	60
4.8	Diagrama de Smith dos melhores indivíduos.	61
4.9	Módulo do Coeficiente de reflexão medido (10 dB/div - referência 0 dB)	61
4.10	Padrão de irradiação	62
4.11	Antena alimentada via acoplamento eletromagnético: 4.11(a) discretizada; e 4.11(b) protótipo fabricado.	64
4.12	Evolução da população durante as gerações.	64
4.13	Diagrama de Smith do melhor indivíduo.	65

4.14	Módulo do Coeficiente de reflexão medido (10 dB/div - referência 0 dB)	65
4.15	Padrão de irradiação.	66
4.16	Influência do radome na frequência de ressonância. (10 dB/div - referência 0 dB) . .	67
4.17	Estrutura discretizada e protótipo fabricado.	68
4.18	Evolução da população durante as gerações.	69
4.19	Diagrama de Smith do melhor indivíduo.	69
4.20	Módulo do Coeficiente de reflexão medido (10 dB/div - referência 0 dB)	70
4.21	Padrão de irradiação.	71
4.22	Estrutura discretizada e protótipo fabricado.	72
4.23	Evolução da população durante as gerações.	73
4.24	Diagrama de Smith do melhor indivíduo.	73
4.25	Módulo do Coeficiente de reflexão medido (10 dB/div - referência 0 dB)	74
4.26	Padrão de irradiação.	75
4.27	Análise do impacto da discretização e número de camadas sobre o tempo de avaliação	76
B.1	Tela principal do software de análise de antenas - MStrip40.	98
B.2	Tipos de análise feitas pelo MStrip40.	98

Lista de Tabelas

4.1	Especificações dos substratos utilizados	57
4.2	Parâmetros utilizados no Algoritmo Genético - Experimento 1	59
4.3	Parâmetros utilizados no Algoritmo Genético - Experimento 2	63
4.4	Parâmetros utilizados no Algoritmo Genético - Experimento 2 com radome	68
4.5	Parâmetros utilizados no Algoritmo Genético - Experimento 3	72

Capítulo 1

Introdução

*Entities should not be multiplied
unnecessarily!*

William de Occam

Resumo - Este capítulo apresenta um breve histórico abordando o desenvolvimento da área em que está inserido esse trabalho, a telecomunicação. Apresenta o conceito de antena, o principal elemento para transmissão e recepção de informação nos dias atuais e sua importância na telecomunicação. O projeto de antenas de microfita é introduzido e os objetivos do trabalho nesse processo são então apresentados. Ao final do capítulo, um breve resumo é apresentado do que é discutido nos capítulos subseqüentes da dissertação.

1.1 Desenvolvimento da Comunicação

A comunicação é o principal meio para transmissão e desenvolvimento de conhecimento, e é imprescindível para a evolução de uma sociedade. Historicamente, civilizações antigas que apresentaram maior prosperidade em diversas áreas, como egípcios e incas, possuíam sofisticados sistemas de

comunicação e distribuição de informação através de correios postais, permitindo maior velocidade na divulgação.

Para que a comunicação exista, ou seja, para que alguma informação seja enviada de um ponto a outro, é necessário que haja alguns componentes como: emissor, receptor, mensagem, meio de propagação, juntamente com algum tipo de protocolo para que a informação enviada possa ser compreendida de forma satisfatória. Inicialmente, a comunicação podia ser alcançada utilizando somente a voz. Porém, assim que as distâncias foram aumentando, alguns dispositivos como tambores, cornetas e outros instrumentos sonoros surgiram para tentar suprir essa demanda. Por último, para distâncias ainda maiores, métodos visuais começaram a ser utilizados, como sinais de fumaça e fogos de artifício [Stutzman & Thiele, 1998].

Com o passar do tempo e crescente aumento das distâncias, outros meios de comunicação foram surgindo, e os sinais de fumaça e dispositivos sonoros foram substituídos por telefone, rádio, televisão, cinema e, mais recentemente, pela internet. Com isso, tornou-se necessária a criação de novos canais de comunicação e de um conjunto de instrumentos tecnológicos, que tratassem grandes distância, surgindo assim uma nova área de estudos: a telecomunicação.

Telecomunicação (*tele* em grego significa distância) é a transmissão, emissão ou recepção, por fio, radioeletricidade, meios ópticos ou qualquer outro processo eletromagnético de símbolos, caracteres, sinais, imagens, escritos, sons ou informações de qualquer natureza. No caso onde a transmissão. Nesse tipo de comunicação, o emissor e o receptor possuem um elemento em comum, pelo qual é feita a transmissão ou recepção da mensagem e que é imprescindível para o estabelecimento da comunicação, chamado de antena.

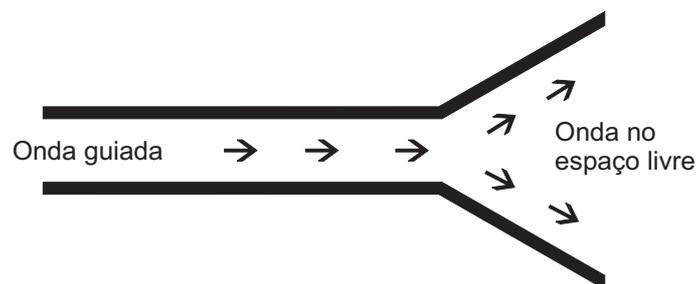


Fig. 1.1: Representação simplificada de uma antena, definida como o elemento de transição entre uma onda guiada e uma onda no espaço livre.

Em [?], antena é definida como “uma estrutura associada com a região de transição entre uma

onda guiada e uma onda no espaço livre, ou vice-versa”, como ilustrado na Figura 1.1. Em outras palavras, é a estrutura de transição entre o espaço livre e um dispositivo guia, que pode ser um cabo coaxial ou guia de onda, utilizado para transportar energia eletromagnética de uma fonte transmissora para uma antena (transmissão) ou de uma antena para uma fonte receptora (recepção) [Balanis, 1997]. A definição oficial utilizada pelo *IEEE* (Institute of Electrical and Electronics Engineers) para antena é bem simples também: “A parte de um sistema de transmissão ou recepção que é projetada para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas” [IEEE, 1993].

A fundamentação teórica de antenas está enraizada nos primeiros trabalhos com eletricidade, começando com a observação de cargas elétricas pelos gregos. Em 1820, Hans Christian Oersted descobriu que uma corrente elétrica produzia uma força magnética. Em 1831, Michael Faraday concebeu o princípio do campo magnético e sua representação por linhas de força. Em 1873, James Clerk Maxwell publicou *Electricity and Magnetism*, onde ele completava a teoria de campo e fornecia as equações que descreviam o campo eletromagnético.

Construídas e empregadas por Heinrich Hertz entre 1885 e 1887, com a finalidade de auxiliar no estudo e desenvolvimento das teorias eletromagnéticas previamente descritas por Maxwell, as antenas se tornaram um dos principais instrumentos em telecomunicação e transmissão de dados sem fio.

Antenas são utilizadas principalmente em circunstâncias nas quais a utilização de fios e guias de onda são impossíveis, impraticáveis ou economicamente inviáveis, como em [Blake, 1984, Drabowitch et al., 1998]:

- comunicação entre aeronaves, espaçonaves e navios;
- transmissão do tipo *broadcast*, na qual a antena envia energia em várias direções;
- transmissão em altas frequências por longas distâncias.

Pequenas distâncias e baixas frequências favorecem a utilização de guias de onda e linhas de transmissão, respectivamente, enquanto que o uso das antenas é favorecido onde existam grandes distâncias e altas frequências devido às perdas nessa faixa e ao alto custo associado às longas linhas de transmissão [Stutzman & Thiele, 1998]. Suas aplicações incluem sistemas para comunicação, radar, astronomia de rádio, navegação e instrumentação, sendo elemento determinante para o desempenho desses sistemas [Wolf, 1967].

A antena ideal é, na maioria das aplicações, aquela que irradia toda energia que chega por um transmissor (geralmente uma linha de transmissão), em uma direção ou direções desejadas com uma determinada polarização. Para decidirmos se uma dada antena é adequada para uma determinada aplicação, faz-se necessária a verificação de alguns critérios que descrevem as características e o desempenho dessas estruturas, bem como a maneira com que esses critérios são afetados pelo ambiente no qual estão inseridos. Esses parâmetros de análise, chamados aqui de critérios de desempenho, são descritos com mais detalhes no capítulo 2, direcionando para o tipo de antena planar que é explorado nesse trabalho, as antenas de microfitas retangulares.

1.2 Projeto de Antenas

Projeto de antenas é um tópico de grande importância em eletromagnetismo e envolve a seleção de vários parâmetros físicos para alcançar valores ótimos para ganho, largura de banda, *VSWR* (do inglês *Voltage Standing Wave Ratio*), dentre outros, sujeitos a restrições específicas. Métodos de tentativa e erro são ineficientes e dependentes principalmente da intuição e da experiência do projetista. Mesmo com a disponibilidade de métodos numéricos e programas sofisticados de computador, como métodos dos momentos (MoM, do inglês *Method of Moments*) e método dos elementos finitos (FEM, do inglês *Finite Element Method*), projetar antenas e arranjos com geometrias mais complicadas e diferentes tipos de alimentação é ainda uma tarefa que consome muitos homens-hora, algumas vezes se mostrando até intratável. Um projeto de antenas é ilustrado através da figura 1.2 e pode ser dividido em duas fases: a síntese e a análise da estrutura.

A análise se encarrega, basicamente, de determinar o padrão de irradiação, impedância, ganho, diretividade, eficiência e intensidade das correntes de uma determinada estrutura. Já a síntese é a determinação dos parâmetros físicos, como comprimento, largura e ângulos para que uma antena atinja um objetivo específico, como produzir um padrão de irradiação desejado ou um coeficiente de reflexão abaixo de um determinado limiar numa dada faixa de frequência [Stutzman & Thiele, 1998].

Observando a figura 1.2, depois de definida a aplicação, um tipo de antena é escolhido, suas especificações técnicas são determinadas e parâmetros físicos calculados. De posse da estrutura completa da antena, se dá a fase de análise da mesma. Caso a antena atenda as especificações técnicas deseja-

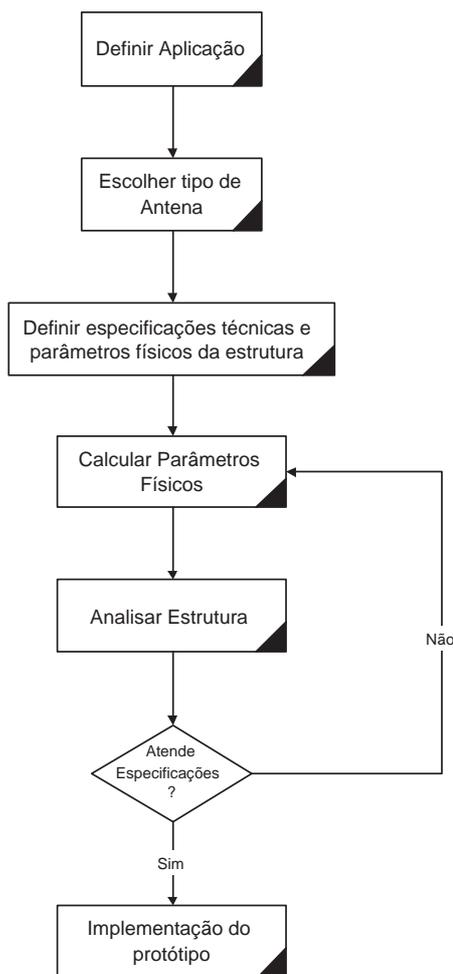


Fig. 1.2: Fluxograma de um projeto de Antenas

das, como polarização linear ou ganho acima de um determinado valor, o protótipo é implementado. Caso contrário, os parâmetros físicos precisam ser recalculados e a antena submetida a uma nova análise. Esse ciclo continua até que as especificações técnicas sejam atendidas. No entanto, esse ciclo muitas vezes é feito pelo próprio projetista e guiado pela sua experiência e intuição, no chamado processo de tentativa e erro.

Otimização é o ato de minimizar o esforço requerido ou maximizar o benefício desejado [Rao, 1996]. É o processo de achar as condições para que as variáveis atinjam um valor ótimo (máximo ou mínimo) para uma determinada função-objetivo. Métodos de otimização têm sido aplicados extensivamente em diversas áreas da engenharia [Goldberg, 1989, Rao, 1996, Wilde & Papalambros, 2000] tais como engenharia mecânica, pesquisa operacional e inteligência ar-

tifical.

Nos últimos anos, os métodos de otimização começaram a ser aplicados em eletromagnetismo. Vários tipos de antenas têm sido projetadas e otimizadas, como dipolos, hélices, cornetas, lentes e antenas de microfita [Marcano et al., 1995]. Métodos de otimização não são apenas capazes de refinar e refazer formatos já existentes de forma automática, mas também chegar a novos formatos nunca antes concebidos e a soluções não-intuitivas. Nesse trabalho, um método de análise numérica de antenas será combinado com um algoritmo de otimização evolutivo, através de um ambiente computacional, para acelerar o processo de síntese de antenas de microfita e reduzir o custo do projeto final. A proposta é inserida no projeto de antenas como apresentado na figura 1.3.

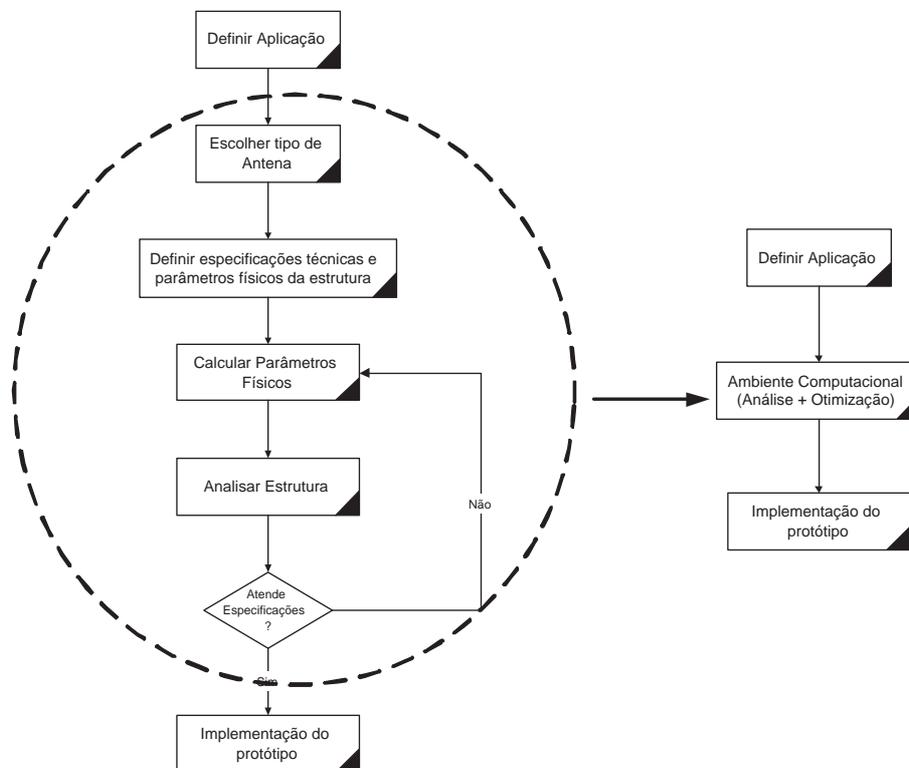


Fig. 1.3: Proposta inserida no processo de síntese de antena de microfita.

Softwares como *HFSS*[®], *CST*[®] (*Computer Simulation Technology*) e *IE3D*[®] foram desenvolvidos para reduzir o ciclo de tentativa e erro e auxiliar o projetista na tarefa de se obter um bom conjunto de parâmetros físicos para que a antena atinja o desempenho desejado. No entanto, apesar da facilidade de utilização e grande variedade de módulos, a natureza proprietária desses softwares não admite extensões feitas pelos usuários e as licenças de utilização desses softwares são de custo elevado, acar-

retando um aumento no custo final do projeto de qualquer estrutura eletromagnética. Além disso, dos softwares citados anteriormente apenas *IE3D*[®] possui um módulo de otimização estocástica, denominado "*GeneticEM*", que implementa um Algoritmo Genético. Os outros softwares utilizam métodos de otimização tradicionais como Newton e gradiente.

1.3 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver um ambiente computacional integrando um software de domínio público para análise de estruturas eletromagnéticas planares baseado em métodos dos momentos (MoM), denominado MStrip40 [Splitt, 1993], e um algoritmo populacional estocástico para otimização dos parâmetros físicos da antena, baseado em um algoritmo genético. O tipo de antena utilizada neste trabalho é denominada, antena de microfita. Estas vêm sendo bastante utilizadas, principalmente pela sua versatilidade de aplicação, formato leve e grande conformabilidade [Garg et al., 2001].

Esse ambiente deve ser capaz de, dadas as especificações eletromagnéticas e estruturais da antena, otimizar os seus parâmetros físicos de maneira eficiente e automática, evitando procedimentos de tentativa e erro manuais. Como especificações da antena, destacam-se: frequência de ressonância, tipo de alimentação, modo de propagação, largura de banda, polarização, ganho, características do substrato e número de camadas. A antena resultante do processo de otimização deve atender a certos objetivos pré-determinados e alcançar valores satisfatórios e comercializáveis para determinadas características da estrutura, como ganho, eficiência e VSWR.

1.4 Organização do texto

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

No capítulo 2, a teoria de antenas de microfita é apresentada, introduzindo assim o tipo de antena impressa que está sendo estudado. Inicialmente, um breve histórico de utilização é apresentado, seguido pela especificação do formato retângular do elemento irradiador que é utilizado no trabalho. Os critérios de desempenho da antena, tais como padrão de irradiação, impedância de entrada, perda de

retorno e ganho, são introduzidos para um melhor entendimento do leitor do que está sendo buscado pelo método de otimização. Técnicas de alimentação de antenas de microfita e métodos de análise numérica de estruturas eletromagnéticas são também abordados.

No capítulo 3, o algoritmo genético é apresentado como o método de busca evolutivo a ser utilizado na otimização dos parâmetros. A motivação da escolha, a representação das soluções e todo o funcionamento do algoritmo, incluindo seus parâmetros e os operadores evolutivos, são descritos neste capítulo. Em seguida, são relatados os trabalhos que utilizaram algoritmos evolutivos para otimização de antenas e, ao final, são apresentadas as decisões de projeto para a implementação dessa ferramenta de busca no contexto deste trabalho.

No capítulo 4, o ambiente computacional integrando o método numérico de análise e o algoritmo evolutivo de busca, é apresentado. Com o intuito de validar a proposta, alguns experimentos são realizados envolvendo os principais tipos de antena de microfita e uma variedade de critérios de desempenho. Os resultados são discutidos, as melhores antenas são confeccionadas e testes de laboratório são realizados.

No capítulo 5, conclusões sobre a utilização do ambiente são apresentadas, assim como uma breve discussão a respeito dos resultados dos experimentos, os quais podem fomentar uma nova visão para os projetistas no momento da construção de antenas de microfita. Trabalhos futuros envolvendo outros métodos de otimização e novos tipos de estruturas planares a serem otimizados são então propostos.

Capítulo 2

Antenas de Microfita

I have the capacity of being more wicked than any example that man could set me.

James C. Maxwell

Resumo - Neste capítulo são apresentadas as antenas de microfita, tipo de antena que é utilizado neste trabalho. Com o intuito de criar um melhor entendimento para o leitor dos experimentos que serão abordados nos próximos capítulos, alguns aspectos básicos de análise e desempenho de antenas são introduzidos, como impedância de entrada, padrão de irradiação e diretividade. Em seguida, são descritas técnicas de alimentação e os métodos de análise mais utilizados neste tipo de antena.

2.1 Introdução

A configuração como é conhecida nos dias atuais para antenas de microfita foi proposta por [Howell, 1972] e [Munson, 1974]. No entanto, o primeiro trabalho relacionado com esse tipo de antenas foi proposto por Deschamps [Deschamps, 1953]. Também conhecidas como antenas impressas, em sua configuração mais simples, consistem em um elemento irradiador (*patch*) com espessura

t , sobre um dos lados de um substrato dielétrico com altura h , e no outro um plano de terra, como mostrado na figura 2.1. O elemento irradiador, geralmente de cobre ou ouro, pode assumir virtualmente qualquer formato, mas freqüentemente são adotados formatos convencionais, tais como retângulos, círculos e quadrados, para simplificar a análise matemática e a predição de desempenho [Garg, 1996]. Os diferentes tipos de antenas impressas são distinguíveis principalmente pela geometria do elemento irradiador. Alguns desses formatos podem ser vistos na figura 2.2 e uma extensa lista de formatos e

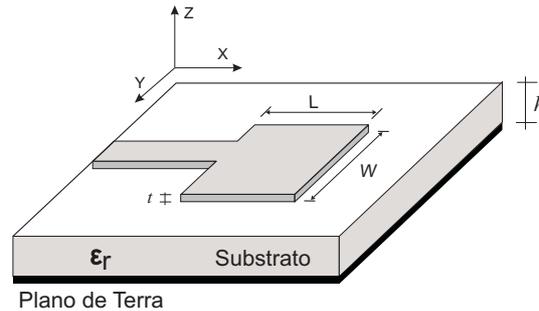


Fig. 2.1: Configuração de uma antena de microfita com elemento irradiador em formato retangular.

suas características pode ser encontrada em [James & Hall, 1989].

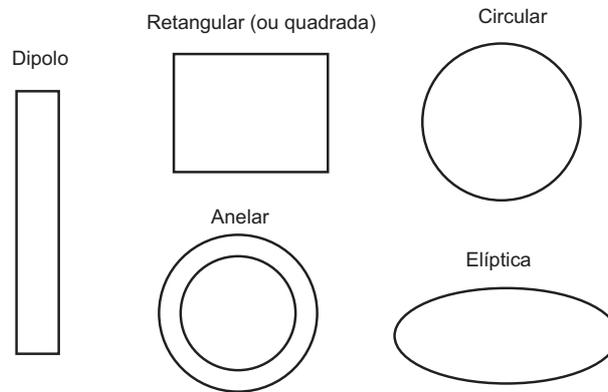


Fig. 2.2: Formatos mais comuns adotados para o elemento irradiador.

Após a década de 70, projetos envolvendo antenas de microfita foram mais explorados devido ao surgimento de substratos com baixas perdas e boas características mecânicas e térmicas. O aumento de aplicações sem fio, como GSM (*Global Service Mobile*), WLL (*Wireless Local Loop*), WLAN (*Wireless Local Area Network*) e GNSS (*Global Navigation Satellite Systems*), gerou uma necessidade de miniaturização das estruturas utilizadas na comunicação e, juntamente com a demanda no setor aeroespacial, continuam mantendo a área de antenas de microfita em grande expan-

são. Além disso, antenas impressas têm sido muito utilizadas em aplicações clássicas de microondas, incluindo radares, comunicação móvel, GPS, satélites, instrumentação e aplicações médicas [Richards, 1988, Drabowitch et al., 1998].

Dentre as principais vantagens comparadas a antenas de microondas podemos citar [Bahl & Bhartia, 1980, Richards, 1988, Pozar, 1992, Pozar & Schaubert, 1995, Garg et al., 2001]:

- estrutura compacta, leve e com pouco volume, acarretando assim um baixo perfil que as torna facilmente conformáveis a superfícies não planares;
- devido às técnicas de circuito impresso utilizadas em sua confecção, a produção se torna menos complexa e com custo reduzido;
- linhas de alimentação e redes de casamento podem ser fabricadas simultaneamente com a estrutura da antena;
- possibilidade de polarização linear ou circular através de modificações simples na posição da alimentação ou no próprio elemento irradiador;
- alta versatilidade para produzir uma grande variedade de padrões de irradiação e polarização, dependendo do modo de excitação e do formato particular do elemento irradiador utilizado e;
- possibilidade de compatibilidade com projetos modulares junto a elementos ativos.

No entanto, existem algumas desvantagens associadas a esse tipo de antena que incluem [Bahl & Bhartia, 1980, Richards, 1988, Pozar, 1992, Pozar & Schaubert, 1995, Garg et al., 2001]:

- largura de banda estreita (tipicamente 1 a 3%);
- baixo ganho (~ 6 dBi);
- possibilidade de excitação de ondas de superfície e conseqüente redução da eficiência;
- baixa capacidade de potência, devido a características físicas da estrutura da microfita e ondas de superfície e;
- baixa isolamento entre linha de alimentação e elemento irradiador.

Grande parte dessas desvantagens podem ser minimizadas através de técnicas de fabricação e projeto adequadas. Por exemplo, o baixo ganho pode ser superado através da utilização de arranjos de antenas de microfita, e com o aumento na espessura do substrato, é possível aumentar a largura de banda. No entanto, essas técnicas de fabricação para otimizar a estrutura, na maioria das vezes, atuam sobre um conjunto reduzido de atributos físicos da antena, pois a manipulação simultânea de múltiplos atributos produz efeitos de difícil predição e controle.

Devido a ausência de procedimentos sistemáticos de projeto que contemplem a otimização de vários atributos, técnicas computacionais de otimização baseadas em busca iterativa se apresentam como alternativas viáveis, visando extrair o máximo desempenho de cada tipo de antena de microfita. É neste contexto que são inseridas as principais contribuições deste trabalho que serão apresentadas no capítulo 4.

2.2 Antena de Microfita com formato Retangular

A figura 2.1 apresenta a forma mais comum das antenas de microfita: um elemento irradiador retangular sendo alimentado por uma linha de microfita. Neste trabalho, assim como na figura 2.1, será adotado W como sendo o lado não ressonante, ou seja, a largura do elemento irradiador; L representa o comprimento, ou seja, o lado ressonante.

Fórmulas estão disponíveis para estimar o comprimento ressonante (L) [Carver & Mink, 1981, Jackson & Alexopoulos, 1991], mas ajustes empíricos são frequentemente necessários na prática. Um valor aproximado para o comprimento do elemento irradiador é [Munson, 1974]:

$$L \approx 0,49\lambda_d = 0,49\frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.1)$$

sendo λ o comprimento de onda no espaço livre, λ_d o comprimento de onda no dielétrico, e ϵ_r a constante dielétrica relativa do substrato. Segundo Bahl e Barthia [Bahl & Bhartia, 1980], para se obter uma radiação eficiente, a largura (W) do elemento irradiador pode ser calculada na forma:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}, \quad (2.2)$$

sendo f_r a frequência de ressonância.

Na seção seguinte, os principais critérios relacionados ao desempenho de uma antena são descritos de forma breve. Essas definições fazem-se necessárias para que haja uma maior compreensão sobre os parâmetros que podem participar da otimização durante o processo de síntese e na análise dos resultados obtidos.

2.3 Critérios de Desempenho

Um critério de desempenho vai estar sempre associado a alguma característica mensurável de um fenômeno físico, dispositivo, ou sistema, especialmente aquelas relacionadas ao desempenho ou qualidade do mesmo [Blake, 1984].

2.3.1 Impedância de Entrada

A impedância de entrada é medida de acordo com alguma linha de transmissão ou impedância característica do dispositivo. Quando a impedância da linha de alimentação e do elemento irradiador são diferentes, parte da onda é refletida de volta no gerador ou fonte, gerando uma onda estacionária ao longo da linha de transmissão e acarretando perda de retorno na antena. As impedâncias e, conseqüentemente, o casamento (impedâncias da linha de transmissão e do elemento irradiador iguais), variam de acordo com a frequência de operação da antena.

A impedância da antena pode ser descrita como,

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}, \quad (2.3)$$

sendo Z_{in} a impedância de entrada, ou nos terminais da antena; R_{in} a resistência; e X_{in} é a reatância. A parte imaginária da impedância de entrada representa a potência armazenada no campo próximo (*near field*) da antena. A parte resistiva da impedância de entrada consiste de dois componentes: a resistência de irradiação (R_r) e a resistência de perdas (R_L). A potência associada com a resistência de irradiação é a potência irradiada pela antena, enquanto a potência dissipada na resistência de perda é transformada em aquecimento na antena, devido a perdas condutivas ou dielétricas.

Valores de resistência de irradiação típicos na borda de um elemento irradiador retangular vão de 100 a 400 ohms. Uma equação aproximada para a impedância de entrada [Stutzman & Thiele, 1998], em função da largura (W) e comprimento (L) do elemento irradiador alimentado na borda, é:

$$Z = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right)^2. \quad (2.4)$$

2.3.2 Perda de Retorno

Um indicador muito utilizado para verificar o casamento de impedância entre a linha de transmissão e o elemento irradiador é o coeficiente de onda estacionária *VSWR* (*Voltage Standing Wave Ratio*) apresentado na equação 2.5. Caso o elemento irradiador não esteja com a mesma impedância que a linha de transmissão, a potência entregue pela linha não será totalmente absorvida e o restante de potência rejeitada ficará sendo refletida entre o elemento irradiador e o transmissor, gerando assim uma onda estacionária na linha. Um critério usualmente adotado é o valor de $VSWR \leq 2$, caracterizando a largura de banda e garantindo que pelo menos 90% da potência de entrada seja irradiada [Balanis, 1997].

$$VSWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}, \quad (2.5)$$

sendo ρ a magnitude do coeficiente de reflexão.

É comum definir a banda passante da perda de retorno como sendo a faixa de frequências em torno da frequência de operação na qual a perda de retorno é aproximadamente igual a 10 dB, que ocorre para o módulo do coeficiente de reflexão aproximadamente igual a um terço.

Com o parâmetro de perda de retorno (R_L), é possível também medir o casamento de impedâncias. Esse parâmetro é em função de *VSWR* e é dado em decibéis (dB). Ele é proporcional à razão entre a potência refletida da antena com a que realmente é entregue à antena pela linha de transmissão, sendo definido matematicamente como [Balanis, 1997]:

$$R_L(db) = 20 \log \left\{ \frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right\}, \quad (2.6)$$

ou em função do módulo do coeficiente de reflexão ($|\Gamma_{in}|$),

$$R_L(db) = -20 \log |\Gamma_{in}|, \quad (2.7)$$

com

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c}, \quad (2.8)$$

sendo Z_c a impedância da linha de alimentação do elemento irradiador.

Para certas análises, será empregado o gráfico da perda de retorno juntamente com o valor de *VSWR*. Com isso, é possível determinar a frequência que possui menor valor de perda de retorno, chamada de frequência de ressonância.

2.3.3 Diagrama de Irradiação

O diagrama de irradiação de uma antena é de extrema importância para determinar a maioria das características de irradiação, tais como: tamanho e formato do feixe principal, nível de lóbulos secundários, diretividade, ganho, polarização, razão frente-costas e potência de irradiação. Os padrões de irradiação têm formato tridimensional, mas na maioria dos casos, devido à dificuldade em reproduzi-los através de medição, são geralmente apresentados em formato bidimensional, na forma polar.

O sistema de coordenadas mais apropriado é o sistema de coordenadas esféricas (r, θ, ϕ) , que permite que o diagrama de irradiação seja expresso em termos da intensidade do campo elétrico. Dado que a antena está no centro desse sistema de coordenadas, é possível definir o padrão de irradiação como sendo a intensidade do campo elétrico (E) sobre a superfície de uma esfera a uma distância r fixa. Pelo fato do campo E ser em função de duas variáveis θ e ϕ , a notação empregada é $E(\theta, \phi)$.

Em duas dimensões, o padrão de irradiação é formado por dois planos perpendiculares, com a origem do sistema de coordenadas esféricas na linha de intersecção. A direção de $\phi = 0^\circ$ segue a linha de intersecção enquanto que $\theta = 0^\circ$ é perpendicular a essa linha e pertence ao outro plano. O padrão de irradiação de uma antena de microfita nos formatos tridimensional e bidimensional (polar) estão ilustrados na figura 2.3 onde, o plano de terra infinito é assumido. Como pode ser observado na figura, o padrão produzido teoricamente pelas antenas de microfita é omnidirecional, não possuindo

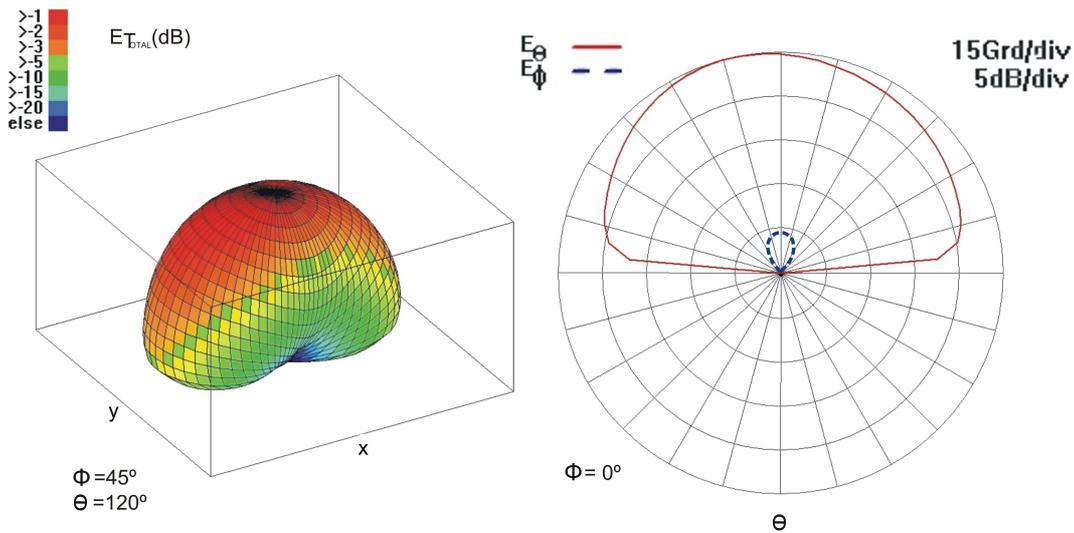


Fig. 2.3: Padrões de irradiação 3D e 2D gerados pelo MStrip40.

lóbulos secundários ou um lóbulo principal direcional.

2.3.4 Diretividade e Ganho

Diretividade e ganho de uma antena são geralmente determinados em comparação com uma antena isotrópica. Uma antena isotrópica é aquela que irradia uniformemente em todas as direções do espaço, ou seja, a intensidade do campo elétrico sobre a esfera imaginária seria igual em todos os pontos. Esse conceito de antena isotrópica é mais utilizado para propósitos teóricos, uma vez que é impossível alcançar um padrão perfeitamente hemisférico nas três dimensões do espaço [Blake, 1984].

Diretividade é definida como a razão entre a intensidade de máxima irradiação na direção do feixe principal (U_{max}) e a intensidade de irradiação média em todas as direções (U_{media}) [Garg et al., 2001]. A intensidade de irradiação média é igual à potência irradiada (P_{rad}) pela antena dividida por 4π . Com isso, a diretividade é dada por [Balanis, 1997]:

$$D = \frac{U_{max}}{U_{media}} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}. \quad (2.9)$$

A diretividade pode indicar a largura do feixe (3dB “beamwidth”) irradiado pela antena: quanto maior a diretividade menor a largura do feixe. Esse parâmetro dá uma idéia quantitativa da eficácia

de uma antena em concentrar energia em uma dada direção, não levando em consideração a perda própria da antena.

Sobre o ganho, é possível observar na literatura dois tipos: o *ganho* (G) propriamente dito e o chamado *ganho diretivo* (G_d). O *ganho* (G) é dado como sendo a razão entre a intensidade de máxima irradiação no pico do feixe principal e a intensidade de irradiação na mesma direção que seria produzida por uma antena isotrópica tendo a mesma potência de entrada [Wolf, 1967]. Por outro lado, o *ganho diretivo* leva em consideração a diretividade e a eficiência de irradiação da antena, sendo definido como:

$$G_d = \eta D, \quad (2.10)$$

onde η , que será definido na seção seguinte, é a eficiência de irradiação da antena, contida entre os valores 0 e 1. Diretividade e ganho diretivo diferem somente pela eficiência, mas a diretividade é facilmente estimada através do padrão de irradiação, diferentemente do *ganho*, que precisa ser medido [Milligan, 1985]. Nos experimentos apresentados no capítulo 4, utilizam-se diretividade e ganho diretivo, fazendo a distinção quando necessário.

A distinção entre ganho e diretividade não é sempre considerada na prática. A diretividade é baseada na forma da distribuição de potência da fonte e não leva em consideração as perdas da antena. Por outro lado, o ganho leva em consideração as perdas e é a expressão de quanto uma antena é melhor que outra no que diz respeito à transferência de potência para o meio [Diniz & da Silva Lacava, 1986].

2.3.5 Eficiência

A eficiência (η) é medida pela razão entre potência irradiada e potência de entrada ($P_{entrada}$), ou seja, indica quanto de potência é transmitida, dada a potência recebida. Em antenas planares, é observado que esse parâmetro depende, antes de mais nada, da espessura do substrato e da permissividade, e que, não é muito afetado nem pelo formato do elemento irradiador, nem pelo tipo de alimentação [Garg et al., 2001]. Em [Balanis, 1997] são definidas eficiência de irradiação (η_{rad}) e eficiência total (η_{tot}), sendo:

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{entrada}} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)}. \quad (2.11)$$

$$\eta_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{fonte}}. \quad (2.12)$$

2.3.6 Largura de Banda

Largura de banda é definida como o intervalo de frequências em que o desempenho de uma antena, com relação a alguma característica, atende a um padrão específico [Balanis, 1997]. Ou seja, o intervalo de frequências em que os critérios de desempenho de uma antena (como impedância de entrada, padrão de irradiação, polarização, ganho, etc) estão dentro de um valor aceitável definido *a priori*.

Critérios adotados para definir largura de banda geralmente são $VSWR \leq 2$, ou seja, módulo do coeficiente de reflexão $|\Gamma| \leq -10$ dB. O valor absoluto da largura de banda (dada em MHz) é descrita como:

$$BW = f_2 - f_1, \quad (2.13)$$

ou, em termos percentuais:

$$BW(\%) = 100 \frac{f_2 - f_1}{f_0}; \quad (2.14)$$

onde f_2 e f_1 são, respectivamente, as frequências máxima e mínima de operação que atendem aos critérios especificados e f_0 é a frequência central de operação. Na figura 2.4, a largura de banda alcançada é de 80 MHz, ou seja, aproximadamente 3,11% de banda.

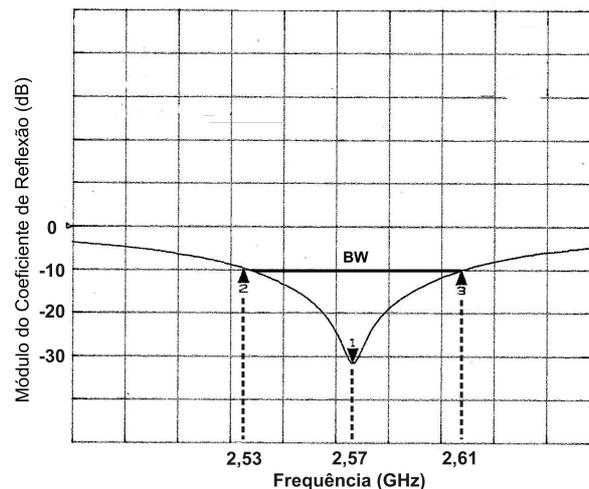


Fig. 2.4: Medição da largura de banda através do gráfico do módulo do coeficiente de reflexão.

2.3.7 Polarização

Em uma onda eletromagnética, a orientação dos vetores campo elétrico e magnético definem, respectivamente, a polarização elétrica e magnética da onda. Existem três tipos de polarização descritos na literatura: linear, circular e elíptica. A polarização da onda transmitida é a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção variando no tempo e a magnitude relativa do vetor do campo elétrico [Balanis, 1997].

Na polarização linear, o campo elétrico encontra-se na mesma direção em qualquer instante. A projeção da extremidade do vetor descreve uma reta sobre um plano normal à direção de propagação à medida que a onda se propaga. Daí-se o nome de polarização linear vertical aquela para a qual o campo elétrico é vertical a uma superfície de referência (superfície terrestre), e a polarização linear horizontal, onde o campo elétrico é horizontal à superfície terrestre conforme figura 2.5.

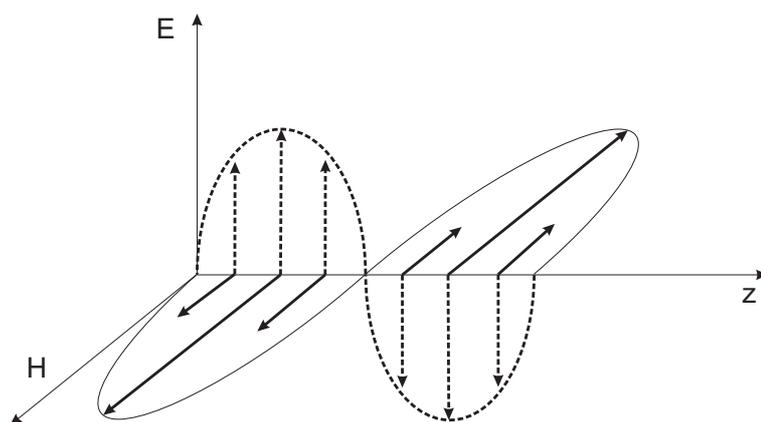


Fig. 2.5: Representação de uma onda linearmente (verticalmente) polarizada.

No caso da polarização elíptica, a projeção da extremidade do vetor campo elétrico descreve uma elipse sobre um plano normal à direção de propagação à medida que a onda se propaga. É o resultado da combinação de duas ondas planas uniformes e de mesma frequência, propagando-se na mesma direção, tendo os campos de fases, de amplitudes e orientação diferentes mas não arbitrários.

Um caso particular da polarização elíptica é a polarização circular. Neste caso, a elipse é reduzida a um círculo, e de acordo com o sentido de rotação do vetor campo elétrico, horária ou anti-horária, podem ser distinguidas entre polarização circular à direita e polarização circular à esquerda, respectivamente.

2.3.8 Largura de Feixe

Se a potência irradiada por uma antena é concentrada em um lóbulo principal, a largura angular (β) entre os pontos de meia potência é a largura de feixe. Na figura 2.6 apresentado uma representao

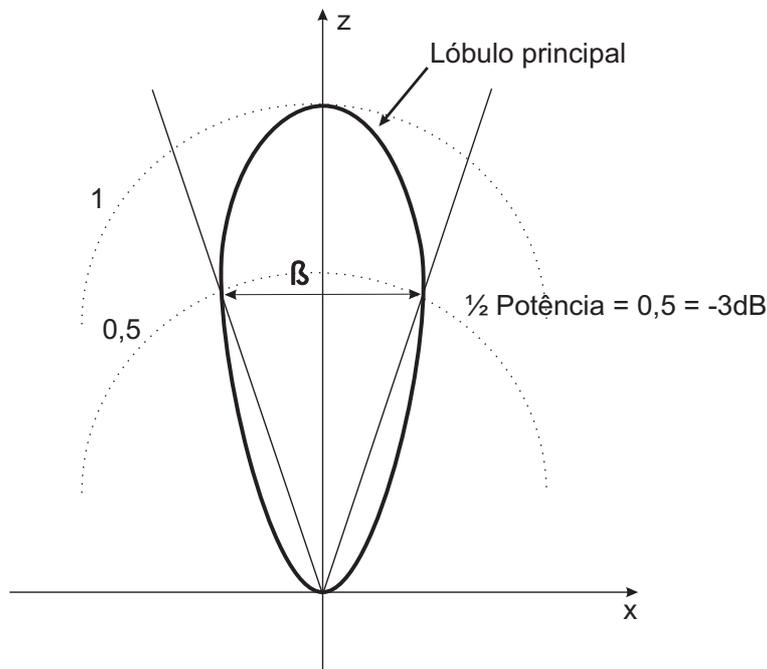


Fig. 2.6: Largura de Feixe de 3dB.

Existe uma relação entre a largura de feixe de uma antena e sua diretividade, quanto mais estreito o feixe, maior sua diretividade e, conseqüentemente, o seu ganho.

2.4 Técnicas de Alimentação

Estruturas de antenas de microfita possuem elementos irradiantes sob um lado de um substrato dielétrico e, sendo assim, as primeiras antenas de microfita foram alimentadas por linha de microfita ou por prova coaxial através do plano de terra. Na literatura [Balanis, 1997, Garg et al., 2001], estão descritas várias técnicas de alimentação de uma antena de microfita, sendo que as mais proeminentes são descritas a seguir. Neste trabalho, adotaram-se aquelas com linhas de microfita por: alimentação no final da linha (“end-fed”) e acoplamento eletromagnético.

2.4.1 Alimentação por prova coaxial

O casamento de impedância através de uma prova coaxial é um dos mecanismos mais tradicionais e populares para alimentação de antenas de microfita. A prova geralmente é um condutor interno de um conector coaxial, que é ligado ao plano de terra de uma placa de circuito impresso e, depois de ter passado pelo substrato, é soldado ao elemento irradiador. A figura 2.7 apresenta esse tipo de alimentação. A posição do ponto de alimentação é determinado para um dado modo e para que o melhor casamento de impedância seja alcançado.

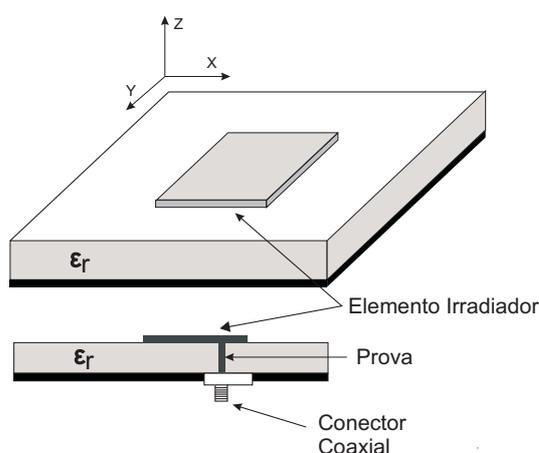


Fig. 2.7: Antena de microfita com formato retangular alimentada por prova coaxial.

Entre as vantagens em se utilizar a prova coaxial, estão a facilidade de construção e redução da área da antena, uma vez que a alimentação fica oculta. A principal desvantagem é o surgimento de indutâncias produzidas pela prova coaxial, o que dificulta o casamento de impedância da antena e reduz a largura de banda. Essa indutância é maior em substratos mais grossos, pois a prova coaxial precisa ter um comprimento maior para atravessar o substrato.

2.4.2 Alimentação por linha de microfita

O método mais simples para alimentar uma antena de microfita é conectar uma linha de microfita à extremidade do elemento irradiador, com ambos os elementos localizados no mesmo substrato conforme Figura 2.8. Esse tipo de alimentação foi o primeiro utilizado em aplicações práticas [Munson, 1974].

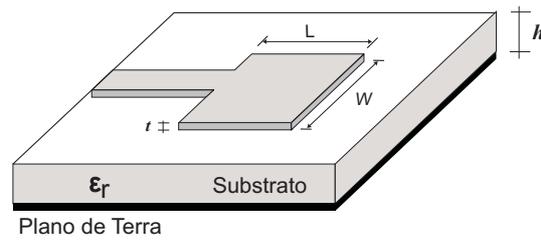


Fig. 2.8: Antena retangular sendo alimentada na extremidade por uma linha de microfita.

Frente à necessidade de antenas com dimensões reduzidas, a utilização dessa técnica de alimentação pode ser prejudicada, pois a superfície da antena aumenta devido às dimensões da linha de alimentação. Como apresentado na seção 2.3.1, devido à alta impedância na extremidade do elemento irradiador, alcançar o casamento de impedância entre a linha de alimentação e o elemento irradiador não é trivial. Para tentar reduzir o custo dessa tarefa, variações desse método são utilizadas, tais como a implementação de um circuito casador externo com transformador $\lambda/4$ ou o método “inset”. No segundo, a linha de microfita penetra no elemento irradiador, como apresentado na figura 2.9, em busca de um ponto de melhor casamento de impedância entre a linha e o elemento irradiador.

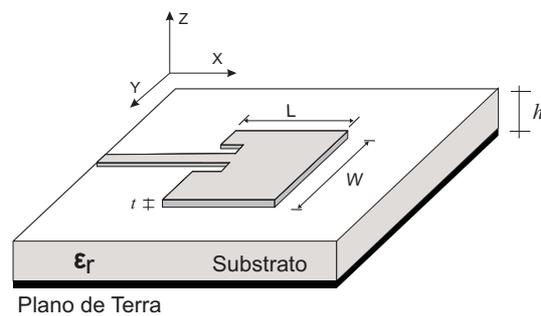


Fig. 2.9: Antena retangular sendo alimentada por uma linha de microfita via “inset”.

2.4.3 Alimentação por acoplamento eletromagnético por linha de microfita

Ambos os casos anteriores, alimentação por linha de microfita na extremidade e por prova coaxial, possuem assimetrias inerentes que geram modos de ordem mais alta, gerando assim irradiação de polarização cruzada [Balanis, 1997]. Para contornar esses problemas, métodos de alimentação sem contato físico entre a alimentação e o elemento irradiador foram introduzidos, como acoplamento por fenda e acoplamento eletromagnético por linha de microfita.

Nesse tipo de alimentação, o elemento irradiador não entra em contato com a linha de microfita que irá alimentar a antena. Para tal, são utilizadas duas camadas de substrato com o elemento irradiador na camada superior e a linha de microfita na camada inferior, terminando em uma extremidade aberta [Garg et al., 2001] como apresentado na figura 2.10.

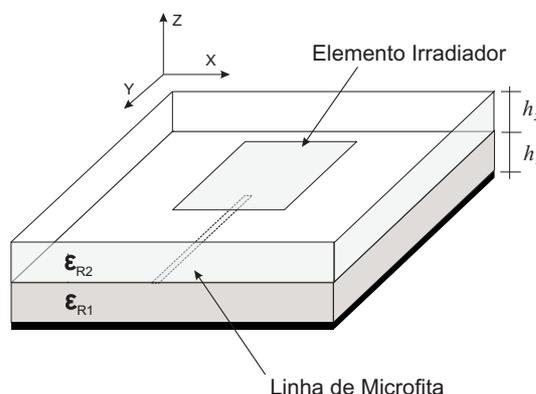


Fig. 2.10: Antena retangular alimentada através de acoplamento eletromagnético.

A utilização da alimentação via acoplamento eletromagnético permite, através de uma combinação de alturas (h) e constantes dielétricas (ϵ_R) dos substratos, um aumento na largura de banda, além de possibilitar que a linha de alimentação e o elemento irradiador sejam otimizados de forma independente. Por estar entre substratos dielétricos, a irradiação proveniente da linha de alimentação perturba menos o diagrama de irradiação da antena. Por outro lado, essa técnica possui um nível de dificuldade de fabricação maior que as anteriores, devido a sua estrutura em múltiplas camadas.

2.5 Métodos de Análise

Dados os parâmetros físicos de uma antena de microfita, é necessário utilizar algum método que produza uma estimativa numérica para critérios de desempenho, como: padrão de irradiação, largura de banda, impedância de entrada, diretividade, polarização, ganho e eficiência. A análise numérica de uma antena é importante por diversas razões, entre elas [Garg et al., 2001]:

- reduz o número de ciclos de tentativa e erro durante o processo de construção da estrutura;
- permite avaliar a flexibilidade e as limitações de cada tipo de antena e;

- fornece uma compreensão dos princípios de operação que podem ser úteis para modificar um formato existente e para o desenvolvimento de novas configurações de antenas.

Várias técnicas têm sido propostas e utilizadas para determinar as características operacionais de uma antena de microfita. Essas técnicas possuem graus de complexidade e precisão variadas e podem ser basicamente divididas em duas categorias principais: as técnicas analíticas ou empíricas, que levam em consideração a distribuição da corrente magnética equivalente em torno do elemento irradiador (similar a antenas com fenda) e os métodos de onda completa, baseados na distribuição de corrente elétrica do elemento condutor e no plano de terra (similar à antenas dipolo) [Kumar & Ray, 2003].

As técnicas analíticas incluem principalmente o modelo de linha de transmissão, modelo de rede multiporta e o método de cavidade. Foram os primeiros métodos a serem desenvolvidos, usam hipóteses simples e oferecem soluções analíticas para o entendimento dos fenômenos físicos em questão. A simplicidade desses modelos é mantida à custa da precisão dos resultados alcançados [Garg et al., 2001].

Nesses métodos, os campos associados à antena são divididos em região interna e externa. A região interna é formada pelo elemento irradiador, a parte do plano de terra sob o elemento irradiador e as paredes formadas pela projeção da periferia do elemento irradiador no plano de terra. A região externa é formada por todo o restante do espaço, o restante do plano de terra e do dielétrico, e superfície condutora do elemento irradiador [Richards, 1988].

Métodos de onda completa têm recebido muita atenção devido a sua alta precisão. Em geral, são baseados em equações integrais do tipo Sommerfeld no domínio espectral e em soluções das equações de Maxwell no domínio do tempo. Entre os métodos numéricos mais utilizados, estão o método dos momentos (MoM), método dos elementos finitos (FEM) e método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD - Finite-Difference Time Domain) [Kumar & Ray, 2003].

Os principais métodos analíticos, linha de transmissão e método de cavidade, e o método de onda completa que é utilizado no ambiente para síntese, Método dos Momentos (MoM), são brevemente descritos a seguir. Descrições mais aprofundadas dos métodos apresentados podem ser encontradas em [Richards, 1988, Balanis, 1997, Stutzman & Thiele, 1998, Drabowitch et al., 1998, Garg et al., 2001].

2.5.1 Método de Linha de Transmissão

O método de linha de transmissão pode ser visto como o mais simples dos métodos analíticos que provêem auxílio na compreensão do desempenho de antenas de microfita. Neste modelo, o elemento irradiador de microfita é visto como uma linha de transmissão ressonante, sem variação nos campos transversais (o campo somente varia ao longo do comprimento), onde a irradiação ocorre principalmente a partir dos campos de franja no final do circuito aberto, como mostrado na figura 2.11. A antena é representada por duas fendas estreitas, de largura ΔL , separadas por uma distância (L) igual ao comprimento do elemento irradiador. Assim, essa linha de baixa impedância pode ser pensada como sendo carregada nas duas extremidades não por circuito aberto, mas por cargas de alta impedância [Richards, 1988]

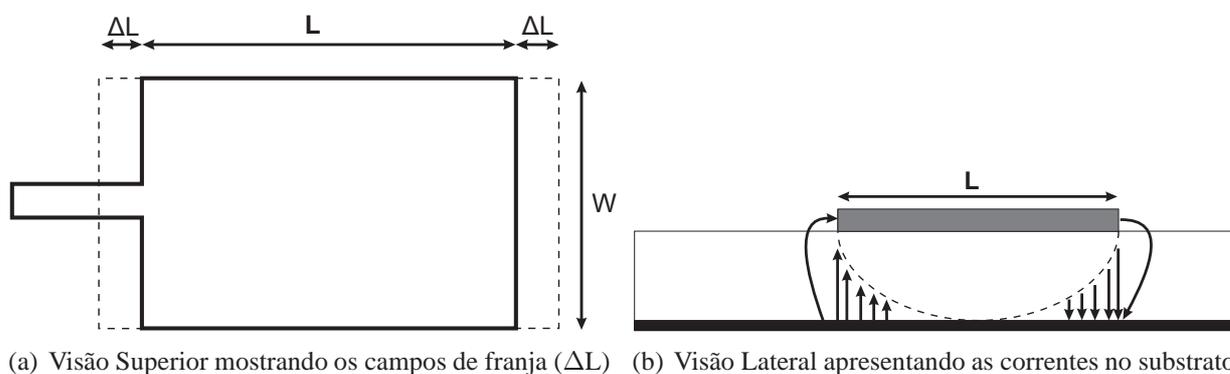


Fig. 2.11: Visões do elemento irradiador.

Este modelo foi originalmente proposto para elementos com formatos retangulares, mas foi estendido para formatos generalizados. Muitas variações desse método têm sido utilizadas para analisar antenas de microfita [James & Hall, 1989, Babu et al., 1997]. No entanto, apesar da facilidade de uso do modelo, a análise não deve se restringir somente a esse modelo, uma vez que ele não leva em consideração a variação do campo na direção ortogonal à direção de propagação [Kumar & Ray, 2003].

2.5.2 Método de Cavidades

O método discutido na seção anterior é de fácil utilização. Porém, possui algumas desvantagens inerentes. Especificamente, o método de linha de transmissão é particularmente útil para elementos irradiadores com formatos retangulares e ignora as variações de campo ao longo da borda ressonante.

O método de cavidades é uma tentativa de superar essas desvantagens.

O método de cavidades possui maior precisão e modela a parte interna como uma cavidade cercada por paredes elétricas no topo e na base, e uma parede magnética em toda a periferia. Essa suposição é baseada nas seguintes observações para substratos finos ($h \ll \lambda$) [Garg et al., 2001]:

- uma vez que o substrato é fino, os campos na região interior não variam muito na direção do eixo z , ou seja, normais ao elemento irradiador;
- o campo elétrico é orientado apenas na direção de z , e o campo magnético possui apenas os componentes transversais na região delimitada pela metalização do elemento irradiador e o plano de terra;
- a corrente elétrica no elemento irradiador não possui componente normal à borda da metalização do elemento irradiador, o que implica que o componente tangencial de \vec{H} ao longo da borda é negligenciado, e a parede magnética pode ser posicionada ao longo da periferia.

Os campos abaixo do elemento irradiador, para formatos regulares como retangulares, circulares e triangulares, podem ser expressos como a somatória dos vários modos ressonantes do ressonador de duas dimensões. Os campos de franja, ao longo da periferia, são levados em consideração estendendo os limites do elemento irradiador. Com isso as dimensões efetivas são maiores do que as dimensões físicas do elemento.

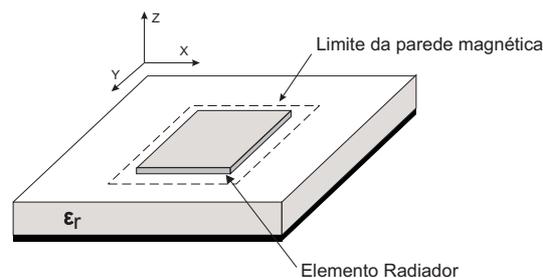


Fig. 2.12: Modelo da parede magnética de uma antena de microfita.

O efeito da irradiação proveniente da antena e a perda do condutor são levados em conta pela adição dessas perdas na tangente de perda do substrato dielétrico. O campo distante e a potência de irradiação são calculados a partir da corrente magnética equivalente em torno da periferia. Um meio alternativo de incorporar o efeito de irradiação no modelo de cavidades é introduzir uma condição de

contorno de impedância nas paredes da cavidade. Os campos de franja e a potência irradiada não são incluídos dentro da cavidade, mas localizados em suas bordas [Kumar & Ray, 2003].

Quando uma corrente oscilatória percorre uma antena de microfita, é estabelecida uma distribuição de carga sob a superfície do plano de terra e as duas superfícies (superior e inferior) do elemento irradiador. Existem duas tendências opostas que modelam essa distribuição de carga [Balanis, 1997]:

1. uma atrativa entre cargas opostas nos pontos correspondentes ao lado inferior do elemento irradiador e o plano de terra. Essa atração tende a manter a carga do elemento concentrada na base e;
2. uma tendência repulsiva entre cargas iguais na base do elemento irradiador. Isto tende a empurrar parte da carga em torno da extremidade do elemento para o topo da superfície.

A movimentação dessas cargas cria as correntes de densidade correspondente a J_b e J_t , no fundo e no topo da superfície do elemento irradiador, como mostrado na figura 2.13. Quando o elemento

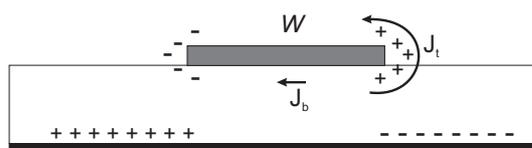


Fig. 2.13: Distribuição de corrente e densidade de corrente criada no elemento irradiador [Balanis, 1997].

é muito fino, a primeira tendência domina e quase toda a carga do elemento irradiador se concentra na base. Correspondentemente, grande parte da corrente elétrica flui sob o lado mais baixo do elemento e somente uma pequena parte flui em torno da extremidade para a superfície mais acima. Conseqüentemente, o componente do campo magnético tangencial à extremidade do elemento irradiador é pequeno porém não exatamente zero. Para ser precisamente zero, pode-se introduzir um condutor magnético perfeito no plano entre a extremidade do elemento irradiador e o plano de terra, sem afetar os campos sobre o elemento irradiador. A introdução dessa parede magnética, ilustrada na figura 2.12, irá distorcer o formato da distribuição do campo magnético, mas não de forma significativa se o elemento for fino. Assim, para achar o formato da distribuição do campo magnético sobre o elemento irradiador, a antena é trocada por uma cavidade ideal.

A partir do formato da distribuição de campo magnético, é possível achar a correspondente distribuição do campo elétrico e, conseqüentemente, o padrão de irradiação [Richards, 1988]. É importante

salientar que tanto o método de linha de transmissão quanto o método de cavidades consideram que a distribuição de corrente é uniforme ou senoidal [Stutzman & Thiele, 1998].

2.5.3 Domínio Espectral - Método dos Momentos

Métodos que levam em consideração o substrato dielétrico de uma maneira rigorosa são conhecidos como métodos de onda completa. Esses métodos assumem que o substrato é infinito nas suas laterais e forçam condições de contorno apropriadas na interface ar/dielétrico. Isso é feito usando as funções exatas de Green para o composto dielétrico [Garg et al., 2001, Pozar, 1992] o que permite que irradiação de onda espacial, modos de onda de superfície, perdas do dielétrico e acoplamento com elementos externos possam ser incluídos na análise [Pozar, 1992].

Nesse método de análise no domínio espectral, também conhecido como método dos momentos, a função de Green exata é empregada na formulação da equação integral do campo elétrico para satisfazer as condições de contorno nas interfaces da antena de microfita. Essa equação é formulada para as correntes desconhecidas no elemento irradiador, linhas de alimentação e suas imagens no plano de terra [Newman & Tulyathan, 1981].

A equação integral resultante é discretizada em um conjunto de equações lineares através do método dos momentos (MoM) e disposta em uma topologia matricial [Garg et al., 2001] A solução da equação matricial resulta na distribuição de corrente do elemento irradiador, juntamente com as funções exatas de Green para a estrutura e valores para impedância de entrada, polarização e padrão de irradiação.

Os métodos de onda completa, incluindo o Método dos Momentos, são geralmente mais precisos, principalmente por levar em consideração a possibilidade de excitação de ondas de superfície no substrato dielétrico e, no caso do método dos momentos, por levar em consideração os campos de franja além da delimitação física do elemento irradiador. São numericamente mais intensivos computacionalmente que os métodos analíticos, mas não apresentam uma explicação intuitiva e requerem um tratamento matemático mais avançado por parte de quem vai aplicá-los.

As principais vantagens são [Pozar, 1992]:

- precisão: métodos de onda completa geralmente fornecem um resultado mais preciso para impedância de entrada e acoplamento.

- Integridade: inclui efeitos de ondas de superfície, irradiação de onda espacial e acoplamento externo;
- versatilidade: podem analisar elementos arbitrários de microfita e arranjos de antenas, vários tipos de técnicas de alimentação, múltiplas camadas e substratos anisotrópicos.

A principal desvantagem dos métodos de onda completa é seu alto custo computacional, sendo necessária a aplicação de técnicas avançadas de programação para que esse custo seja reduzido [Garg et al., 2001].

2.6 Objeto de Estudo

Neste trabalho, adotou-se o formato retangular para o elemento irradiador, o mais simples em antenas de microfita, principalmente pela facilidade de projeto e alimentação. Além disso, o formato retangular, por admitir uma simplificada análise matemática, se torna mais adequado para validar o ambiente de otimização desenvolvido, sendo esse o principal foco do trabalho. Apesar de certas restrições do software de análise, como tipo de alimentação e análise somente de estruturas planares, é possível abordar uma ampla gama de tipos de antenas de microfita, incluindo as que contêm múltiplas camadas e que possuem radome.

Capítulo 3

Algoritmo Genético: Otimização Evolutiva

All models are wrong, but some are useful!

George Box

Resumo - Neste capítulo será apresentado o algoritmo evolutivo escolhido como método de busca para otimização dos parâmetros de uma antena de microfita. A classe de algoritmos utilizada é denominada Algoritmos Genéticos e a introdução a esse paradigma na resolução de problemas será posicionada dentro da área de computação evolutiva, relatando algumas aplicações na área de eletromagnetismo. Inicialmente, são descritos os passos necessários para se desenvolver um algoritmo genético para otimização. A seguir, são apresentadas as decisões de projeto adotadas, mais especificamente os operadores e parâmetros do algoritmo genético, feitas de acordo com o problema a ser solucionado: neste trabalho, a síntese de antenas de microfita.

Métodos que auxiliem na tomada de decisão, como métodos de otimização, empregados, por exemplo, no seqüenciamento de linhas de produção mais econômicas e eficientes, têm sido cada vez mais requisitados. Tendo alcançado um grau de maturidade durante os anos, essas técnicas vêm

sendo utilizadas em um amplo espectro de aplicações industriais incluindo as áreas aeroespacial, automotiva, química, elétrica e de manufatura. Aliadas a ferramentas CAD - *Computer-Aided Design* - são utilizadas também para aprimorar o processo criativo de concepção e detalhamento de sistemas de engenharia [Rao, 1996]. Como parte do conjunto de técnicas de otimização, uma classe de algoritmos que vem continuamente sendo utilizada como uma técnica robusta em vários cenários é a computação evolutiva [Schwefel, 1981, Goldberg, 1989, Holland, 1975, Michalewicz, 1996, Michalewicz & Fogel, 2000].

Fundamentada nos princípios da evolução, através da seleção natural e hereditariedade, os quais foram propostos inicialmente por Darwin e Mendel, essa classe de algoritmos mantém basicamente um conjunto de soluções potenciais que passarão por algum processo de seleção, baseado na aptidão dos indivíduos, e sofrerão alterações no seus “códigos genéticos” através de operadores evolutivos. Com isso, a luta por sobrevivência e conseqüente adaptação dos indivíduos pode ser vista como um mecanismo eficaz na síntese de ferramentas computacionais na otimização¹ de processos. A estrutura básica de um algoritmo evolutivo, em forma de fluxograma, pode ser apresentada como na figura 3.1.

Durante o desenvolvimento da computação evolutiva, muitos algoritmos foram surgindo mantendo a mesma inspiração, porém com algumas peculiaridades importantes, principalmente no que tange a representação das soluções candidatas e como os operadores evolutivos atuam sobre esses indivíduos da população. Com isso, atualmente é possível subdividir a área de computação evolutiva, que abrange todos os algoritmos modelados sob os princípios e conceitos de seleção natural e evolução, em cinco grandes classes: Estratégias Evolutivas (EE) [Schwefel, 1981], Programação Genética (PG) [Koza, 1992], Programação Evolutiva (PE) [Fogel et al., 1966], Evolução Diferencial (ED) [Storn & Price, 1995] e Algoritmos Genéticos (AG) [Holland, 1975]. Uma visão histórica dos principais algoritmos evolutivos e seu estado-da-arte é apresentada em [Bäck et al., 1997], enquanto que em [Bäck et al., 2000a, Bäck et al., 2000b] são apresentados em detalhes os principais algoritmos evolutivos.

¹O espaço de otimização pode ser discreto ou contínuo, requerendo operadores evolutivos específicos para cada caso.

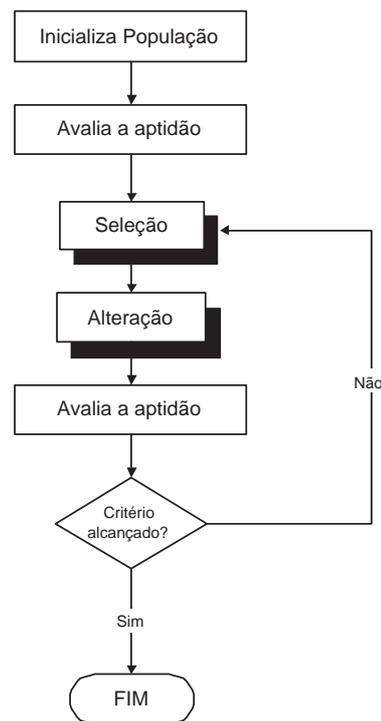


Fig. 3.1: Fluxograma de um Algoritmo Evolutivo.

3.1 Motivação para o emprego de Algoritmos Evolutivos

Pode-se dividir os métodos de otimização, levando em consideração sua abrangência, em duas grandes famílias: métodos locais e métodos globais. Métodos como gradiente conjugado ou quase-Newton, para espaços de busca contínuos, são métodos de busca local que fazem uso das características do espaço de soluções (como cálculo da derivada), produzindo assim uma convergência mais rápida para o ótimo local. Com isso, esses métodos são fortemente dependentes do ponto do espaço em que se inicia a busca. A mesma dependência ocorre em espaços discretos, por exemplo, com os métodos gulosos de otimização combinatória [Glover & Kochenberger, 2003].

Os algoritmos evolutivos estão na família dos métodos de otimização globais, seja para espaços discretos ou contínuos, e se diferenciam dos métodos de otimização locais principalmente por [Goldberg, 1989, Rahmat-Samii & Michielssen, 1999, Michalewicz & Fogel, 2000]:

- não fazerem suposições a respeito da superfície da função a ser otimizada (continuidade e diferenciabilidade) tornando-se versáteis e flexíveis em vários domínios;
- buscarem várias soluções ao invés de uma única e;

- possuírem menor dependência do ponto do espaço em que se inicia a busca, devido a sua abordagem populacional e à natureza estocástica da busca iterativa.

Existem outros métodos de otimização globais, além dos algoritmos evolutivos que podem ser utilizados [Glover & Kochenberger, 2003]. No entanto, a escolha foi motivada principalmente pelas aplicações bem sucedidas de algoritmos evolutivos junto às áreas de eletromagnetismo e telecomunicações.

Dentre os algoritmos evolutivos, a classe que tem sido mais estudada nos últimos anos é a de Algoritmos Genéticos (AG). Existe um grande número de variações para a proposta inicial feita por Holland em 1975, porém todas se baseiam na mesma estrutura inicial como apresentada na figura 3.2. Nos AGs, o processo de alteração dos indivíduos da população é feito em duas fases: recombinação (*crossover*) e mutação. Cada etapa do fluxograma apresentado será descrita em detalhes nas seções subsequentes.

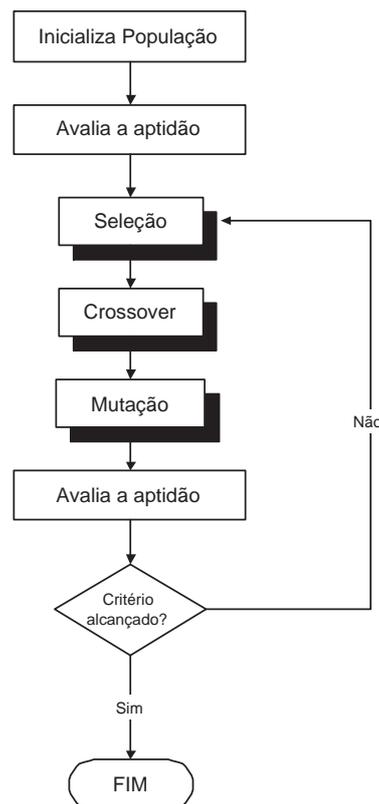


Fig. 3.2: Fluxograma de um Algoritmo Genético.

Apesar de suas vantagens sobre outros métodos mais tradicionais, os AGs também apresentam

algumas limitações. Em [Forrest, 1993], Forrest apresenta uma série de tipos de problemas em que os AGs, com representação binária (seção 3.3), podem não alcançar o desempenho esperado, o que levou à proposição bem sucedida de outras formas de representação, como representação em números inteiros e em ponto flutuante.

No caso de ser viável e suficiente a aplicação de um método de solução, para um determinado problema que faça uso de informações mais específicas do espaço de soluções, como informação de gradiente em espaços contínuos, algoritmos evolutivos não devem ser utilizados. Eles não podem fazer melhor, ou com menos esforço computacional do que um método com as propriedades mencionadas, que também são chamados de métodos dedicados de solução [Schwefel, 2000]. Mesmo assim, o campo de aplicação dos algoritmos evolutivos é muito amplo, particularmente pelo fato dos métodos dedicados de solução terem uma aplicabilidade restrita e estarem sujeitos a mínimos locais ruins.

Na área de síntese de antenas de microfita, os procedimentos geralmente adotados para se obter um conjunto de parâmetros físicos da antena, que atenda otimamente uma determinada especificação, são baseados em ações de tentativa e erro. Ou seja, não existem procedimentos sistemáticos eficientes de busca que possam ser utilizados para que um conjunto ótimo de parâmetros físicos seja alcançado. Outros fatores agravantes são o elevado número de parâmetros² a serem otimizados e a ausência de uma relação clara entre eles quando se busca refinar o processo de otimização. Dessa forma, devido à ausência de métodos dedicados de solução, adotar um algoritmo para otimização com uma abordagem mais abrangente, que não necessite de muito conhecimento sobre o problema, como é o caso dos algoritmos evolutivos, torna-se uma opção bastante atrativa.

Nas áreas de eletromagnetismo, síntese de antenas e processamento de sinais, os algoritmos genéticos vêm sendo frequentemente aplicados nas mais diversas tarefas de otimização, como desenvolvimento de filtros, equalização e identificação de canais, síntese de arranjos, redução de lóbulos secundários em arranjos e síntese de antenas planares com banda larga [Weile et al., 1996, Linden & Altshiler, 1996, Weile & Michielssen, 1997, Rahmat-Samii & Michielssen, 1999, Lotfi & Kashani, 2004, Villegas et al., 2004, Mitilineos & Capsalis, 2005, Cui et al., 2006].

²Parâmetros nesse contexto de antenas de microfita são, por exemplo, comprimento e largura do elemento irradiador

3.2 Nomenclatura

Quando se trata de algoritmos genéticos, a nomenclatura a ser adotada precisa ficar clara para quem pretende utilizar esses algoritmos [Rahmat-Samii & Michielssen, 1999, Bäck et al., 2000a]:

- *Genes, Cromossomos (Indivíduos)*: Como na evolução natural, o gene é o bloco básico construtivo na otimização feita pelo AG e geralmente codifica um atributo individual. Uma seqüência de genes é denominada cromossomo. A denominação de indivíduo para o cromossomo também é geralmente utilizada e representa uma solução candidata (descrição completa dos atributos de um indivíduo). Sendo assim, não se fala de múltiplos cromossomos, como é o caso na espécie humana, mas de apenas um.
- *População e Geração*: O conjunto de todos os cromossomos é denominado população. O otimizador genético utiliza a população para fazer a busca pela solução ótima. Cada iteração composta de seleção, reprodução e mutação é chamada de geração a qual é responsável pela definição da população seguinte;
- *Pais e Prole*: No processo de recombinação, os pais são os cromossomos da geração atual que terão seus genes combinados e/ou mutados; a prole são os cromossomos da geração seguinte, cujo material genético é o resultado das operações genéticas sobre o material genético dos pais;
- *Genótipo e Fenótipo*: Pode-se entender o conceito de genótipo e fenótipo da mesma maneira que interpretado em biologia. Genótipo é o conjunto de genes de um determinado cromossomo, nesse caso, o conjunto de atributos que estão codificados. O fenótipo, por sua vez, é a expressão do genótipo em um ambiente específico.

3.3 Representação

Para que o AG possa realizar a busca, é necessário que a solução candidata seja codificada em forma de um cromossomos ou vetor de atributos. A definição da representação é uma etapa muito importante no projeto de um AG, pois esta irá influir diretamente na natureza do espaço de busca (discreto ou contínuo), topologia do espaço de busca (relação de vizinhança entre pontos no espaço)

e na definição dos operadores genéticos [Michalewicz & Fogel, 2000]. É importante notar que cada solução candidata vai corresponder a um ponto no espaço de busca.

A primeira representação, a mais clássica e ainda bastante utilizada, proposta por Holland [Holland, 1975], foi a representação binária de tamanho fixo, onde geralmente os atributos que se pretende otimizar são codificados segundo um alfabeto binário, em uma cadeia de bits³ de tamanho fixo. Existem situações em que a representação binária é intrínseca do problema (como nos casos em que se quer indicar presença ou ausência de certos elementos na solução candidata) e situações em que ela é empregada mesmo que outras representações sejam mais indicadas. Por exemplo, quando os atributos assumem valores reais, a representação binária realiza uma quantização e o número de bits indica a precisão da codificação dos valores dos atributos.

O aumento no número de bits da cadeia, visando aumentar a precisão da representação, pode tornar a busca por um ótimo mais difícil, pois o espaço de busca cresce de forma exponencial com o comprimento da cadeia binária [Michalewicz, 1996]. A figura 3.3 apresenta uma possibilidade de utilização de codificação binária para apresentar dois atributos. É possível que os genes sejam

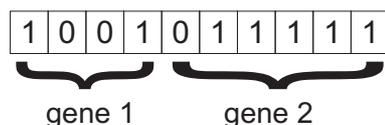


Fig. 3.3: Representação binária de um cromossomo.

representados por cadeias de comprimento diferente, de acordo com o tipo de representação numérica e com a precisão necessária para cada atributo. Na figura 3.3, nota-se que o gene 2 está sendo representado por uma cadeia maior de bits, igual a seis, diferente do gene 1, com apenas quatro bits.

A utilização da codificação binária, mesmo em situações em que ela não é a mais indicada, se sustenta na existência de blocos construtivos (*building blocks*) no genótipo e que, uma vez otimizados isoladamente, é possível recombinar esses blocos gerando assim soluções melhores [Goldberg, 1989]. No entanto, Goldberg e, mais tarde, Michalewicz, depois de uma análise comparativa envolvendo representação binária e ponto flutuante, chegaram à conclusão de que a representação em ponto flutuante apresenta vantagens significativas principalmente com relação a precisão e velocidade de conver-

³Cadeia de bits como sendo uma cadeia de 0's e 1's.

gência [Goldberg, 1991, Michalewicz, 1996]. Mais tarde, em [Fogel & Ghozeil, 1997], foi provado que, dentro de uma classe de representações que são bijetoras, nenhuma escolha apresenta uma vantagem definitiva sobre as outras.

Com isso, a forma mais adequada de se escolher a representação das soluções é levar em consideração o domínio do problema, ou seja, o intervalo de valores em que esses atributos excursionam. Se o objetivo for otimizar parâmetros contínuos, como temperatura e pressão, atributos na forma de ponto flutuante são os mais indicados para representar os genes nos cromossomos. Já no caso de processos que possam ser modelados de acordo com a dicotomia ausência/presença ou ligado/desligado, a escolha da representação binária é mais indicada. Por exemplo, para selecionar o melhor subconjunto de entradas para um classificador de padrões, processo conhecido como seleção de variáveis, a utilização da codificação binária permite indicar se uma variável está ou não está sendo utilizada como argumento de entrada para o classificador [Michalewicz & Fogel, 2000].

3.3.1 Representação em ponto flutuante

A representação dos parâmetros como um vetor de números reais, os quais são representados em computador com base na notação em ponto flutuante, é a codificação principal adotada em dois tipos de algoritmos evolutivos: Estratégias Evolutivas [Schwefel, 1981, Bäck et al., 2000a, Bäck et al., 2000b] e Programação Evolutiva [Fogel et al., 1966]. Todavia, esse tipo de codificação tem também conquistado espaço em AGs, devido principalmente à facilidade de implementação, redução do tamanho do espaço de busca e possibilidade de definição de operadores genéticos eficientes.

Nesse tipo de codificação, cada atributo é representado por um gene, como mostrado na figura 3.4.

2.2	4.6	7	0.3
gene 1	gene 4

Fig. 3.4: Representação em ponto flutuante do cromossomo.

Formalmente, essa representação pode ser apresentada como:

$$C = [c_1, c_2, \dots, c_n], \quad c_i \in \mathfrak{R}, \quad i = 1, \dots, n, \quad (3.1)$$

sendo, C um cromossomo da população e c_i o i -ésimo atributo a ser otimizado.

A representação genotípica e fenotípica de um cromossomo, é ilustrada na figura 3.5. Nesse caso, o cromossomo é composto pelos atributos estruturais de uma antena de microfita: comprimento da linha de alimentação (L_L), comprimento (L) e largura (W) do elemento irradiador.

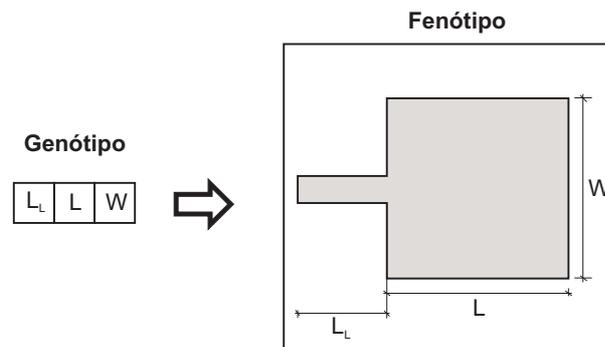


Fig. 3.5: Representação genotípica e fenotípica de um indivíduo. Neste caso, uma antena de microfita.

3.4 População Inicial

Após definir como serão representadas as possíveis soluções para o problema, é necessário determinar a população inicial (pontos no espaço de busca), a qual será tomada como condição inicial para o processo de busca. Basicamente, existem duas estratégias para inicialização da população: (i) produzir uma população aleatória bem distribuída no espaço, de forma a maximizar a exploração inicial do espaço; (ii) no caso de haver conhecimento de regiões promissoras do espaço, distribuir a população nessas regiões. Além de ser menos propensa à inicialização em regiões pobres⁴ do espaço de soluções, uma população inicial com cromossomos em regiões promissoras tende a acelerar a convergência e, conseqüentemente, reduzir o tempo computacional da busca. No entanto, este conhecimento de quais regiões são promissoras ou não geralmente não está disponível.

⁴Com *fitness* baixo, ou seja, valor da função-objetivo baixo.

3.5 Função-Objetivo

A função-objetivo juntamente com o operador de seleção, sob o ponto de vista dos algoritmos evolutivos, fazem o papel do ambiente em que os cromossomos estão inseridos, realizando uma pressão seletiva para que os mais aptos sobrevivam. Cada indivíduo é avaliado de acordo com essa função-objetivo, e o valor resultante da avaliação desse indivíduo é chamado aptidão ou *fitness* e indica quão apto esse indivíduo é nesse ambiente específico.

Nos AGs, quando se deseja minimizar uma função $f(x)$, o indicado é aplicar algum tipo de transformação para converter o problema de minimização em um problema de maximização da aptidão,. A maneira mais utilizada é fazer:

$$F(x) = \frac{1}{f(x)}, \quad (3.2)$$

sendo $f(x)$ a função ou parâmetro a ser minimizado e x corresponde ao vetor de atributos. É importante notar que, no caso da função poder assumir o valor 0, é necessário tomar alguma providência para que o denominador não se anule, como adicionar um valor positivo à função:

$$F(x) = \frac{1}{v + f(x)}, \quad v > 0 \quad e \quad f(x) > -v, \forall x \quad (3.3)$$

Existem outras maneiras de fazer esse tipo de transformação, uma delas é subtraindo o valor da função de fitness de um número positivo maior que o valor máximo esperado (Max) que a função pode alcançar, supondo que esse valor seja conhecido [Johnson & Rahmat-Samii, 1999b]:

$$F(x) = Max - f(x), \quad \text{com } Max \geq \max_x f(x) \quad (3.4)$$

3.6 Estratégia de Seleção e Sobrevivência

A estratégia ou operador de seleção tem como propósito escolher os cromossomos que irão, de acordo com uma certa probabilidade, se reproduzir e, de alguma maneira, integrar a população na geração seguinte. Estratégias de seleção podem ser divididas em determinísticas e probabilísticas [Michalewicz & Fogel, 2000] e as mais exploradas na literatura são: (i) Rank [Michalewicz, 1996]; (ii) Roleta [Holland, 1975]; (iii) Rank de Wetzel [Goldberg, 1989]; e (iv) Tor-

neio [Miller & Goldberg, 1996].

3.6.1 Rank

A estratégia determinística de rank ordena os cromossomos de acordo com seus valores de *fitness*, do maior para o menor, e um valor arbitrário de *fitness* mínimo é escolhido como ponto de corte, onde qualquer cromossomo abaixo desse limiar é removido da população. Há várias técnicas para completar a população que foi ‘dizimada’, seja através de reprodução dos cromossomos restantes, ou inserindo cromossomos aleatórios⁵. O ponto de corte também pode ser definido como uma porcentagem da população, onde a população seguinte será formada por uma porcentagem dos melhores cromossomos juntamente com uma porcentagem dos piores cromossomos, com o intuito de manter a diversidade da população.

3.6.2 Roleta

A mais utilizada estratégia de seleção, e a mais popular, é a seleção proporcional, ou seleção por roleta [Goldberg, 1989]. Nessa estratégia, cada cromossomo possui parte de uma roleta proporcional ao seu *fitness* (ver figura 3.6). Cromossomos mais aptos, ou seja, com maior valor de *fitness*, terão uma porção maior na roleta, fazendo com que sua probabilidade de reprodução aumente. No entanto, a utilização dessa estratégia apresenta problemas de convergência prematura, principalmente se a população for pequena⁶ e seus integrantes possuírem valores de *fitness* muito distintos.

Na figura 3.6, o indivíduo 1 possui maior *fitness* e, conseqüentemente, maior porção na roleta, enquanto os indivíduos 3 e 4 são menos aptos e possuem porção proporcionalmente menor.

3.6.3 Torneio

A segunda estratégia mais popular e que apresenta maior eficiência para várias aplicações é o torneio. Como mostrado na figura 3.7, N cromossomos, no caso da figura toma-se $N = 4$, são selecionados aleatoriamente para participar do torneio. Aquele cromossomo dessa subpopulação que tiver maior *fitness* vence o torneio (escolha determinística) e torna-se um dos cromossomos que irão

⁵A aleatoriedade, nesse caso, está relacionada aos valores dos genes que compõem o cromossomo.

⁶Para mais detalhes, ver [Gao, 2003].

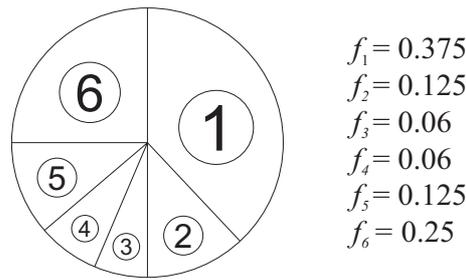


Fig. 3.6: Esquema adotado pela estratégia da roleta para escolha dos indivíduos.

se reproduzir. A forma mais utilizada dessa estratégia é chamada torneio binário, onde $N = 2$. Com $N = 2$, a diversidade da população diminui mais lentamente e cromossomos com valores de *fitness* baixos têm probabilidades não desprezíveis de serem escolhidos.

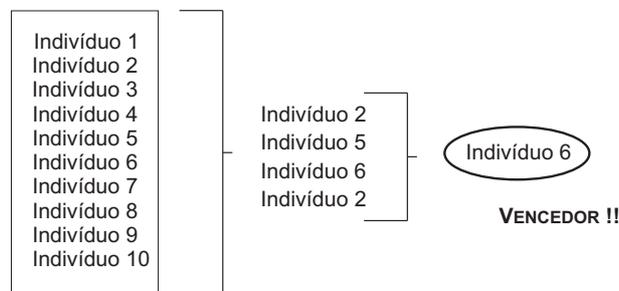


Fig. 3.7: Seleção de indivíduos utilizando torneio de 4 indivíduos ($N=4$). A definição do vencedor é determinística e corresponde ao indivíduo com maior *fitness* dentre os quatro.

Outra estratégia encontrada na literatura [Goldberg, 1989], utilizada com menor frequência, é chamada de Rank de Wetzel ou torneio estocástico. Nessa estratégia, as duas estratégias anteriores são combinadas em uma só, com os membros do torneio sendo selecionados utilizando a roleta (seção 3.6.2). Com isso, o torneio ficará mais tendencioso, aumentando a probabilidade dos melhores indivíduos serem escolhidos mais vezes.

Em ambos os casos, torneio e roleta, ocorre a seleção com reposição, ou seja, o mesmo cromossomo pode ser selecionado mais de uma vez. No caso apresentado na figura 3.7, o cromossomo 2 foi selecionado duas vezes para participar do torneio.

Existem algumas vantagens em se utilizar torneio binário como estratégia de seleção. Como mostrado em [Goldberg & Deb, 1991], o torneio possui uma melhor convergência para a solução nos estágios iniciais do processo de otimização. Outro ponto importante é o tempo de execução: a complexidade de tempo da roleta é $O(n^2)$, enquanto que utilizando torneio tem-se $O(n)$

[Rahmat-Samii & Michielssen, 1999].

Em todas as estratégias descritas anteriormente (a menos do rank) não há garantia de que o melhor cromossomo irá permanecer na população, o que na maioria dos casos pode ser prejudicial para o processo evolutivo. Para assegurar que o melhor cromossomo sempre permaneça na população, utiliza-se o chamado elitismo [De Jong, 1975]. Após o ciclo de reprodução e mutação, o cromossomo com menor valor de fitness é retirado da população e substituído pelo melhor da geração anterior.

3.7 Operadores Evolutivos

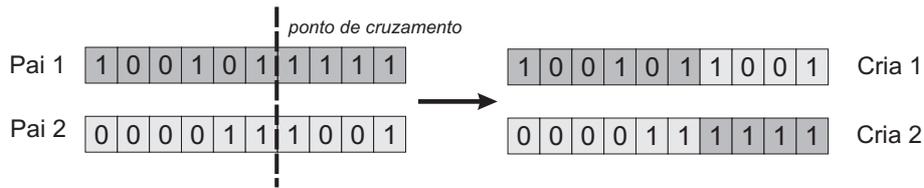
Uma vez selecionados pares de cromossomos como pais, sua prole (geralmente um par) é criada através da manipulação dos códigos genéticos dos pais utilizando dois operadores genéticos: recombinação (*crossover*) e mutação. Cada operador possui uma certa probabilidade de ser aplicado, representadas por p_c (recombinação) e p_m (mutação).

3.7.1 Crossover - Recombinação

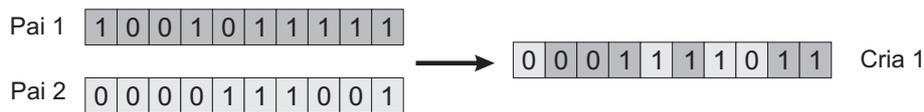
O operador de recombinação combina o código genético de um par de cromossomos que gera um par de crias. Ocorrerá reprodução (recombinação) com probabilidade p_c entre os dois pais escolhidos. Muitos operadores de recombinação já foram desenvolvidos e estão intimamente relacionados com o tipo de representação adotada. A principal motivação em usar esse tipo de operador é poder, através da combinação de soluções boas, gerar soluções melhores. Para representação binária, tem-se dois tipos principais: *crossover* de n -pontos e *crossover* uniforme.

Proposto por Holland, o *crossover* de 1-ponto é o mais simples da família de n -pontos. Nesse tipo de operador de *crossover*, um ponto do cromossomo dos pais é escolhido aleatoriamente e suas cadeias, usando esse ponto como corte, são combinadas gerando crias, como mostrado na figura 3.8. Extensões desse operador, variando o número de pontos de corte, existem e atualmente vêm sendo mais utilizadas do que a versão simplificada [Bäck et al., 1997, Bäck et al., 2000a].

Uma das alternativas mais conhecidas para a família de tipos de *crossover* de n -pontos é o *crossover* uniforme. Nesse mecanismo, os bits são trocados individualmente entre os dois pais. Caso um número pseudo-aleatório, gerado entre 0 e 1, seja maior que um determinado limiar, o alelo (ou gene

Fig. 3.8: *Crossover* de 1-ponto

no caso da representação da cria será igual ao do pai 1. Caso contrário, do pai 2. A figura 3.9 ilustra esse mecanismo, o qual pode ser interpretado como um *crossover* de n pontos com n variável a cada cria gerada. O *crossover* uniforme também permite que a ordem de aparecimento dos atributos no cromossomo seja indiferente para a eficiência da busca.

Fig. 3.9: *Crossover* Uniforme

Outro operador de recombinação, só que dessa vez aplicado à representação dos atributos em ponto flutuante, é o *crossover* aritmético [Michalewicz, 1996]. Dados dois pais P_1 e P_2 , esse mecanismo realiza uma combinação linear entre os cromossomos dos pais, gerando uma cria como mostra a equação 3.5:

$$\hat{g}_i = \alpha_i(g_i^1) + (1 - \alpha_i)(g_i^2), \quad (3.5)$$

sendo \hat{g}_i o i -ésimo gene de uma cria, g_i^1 o i -ésimo gene do pai 1 e g_i^2 o i -ésimo gene do pai 2. O parâmetro α é um número aleatório com distribuição uniforme dentro do intervalo $[-0.1, 1.1]$. A proposta mais comumente adotada restringe o parâmetro α ao intervalo $[0, 1]$. No entanto, através do aumento do intervalo, definido aqui como um tipo de extrapolação, é possível aumentar a capacidade de busca do operador, embora, em alguns casos, possa ocorrer problemas de infactibilidade. Esse mecanismo é realizado até que todos os genes do cromossomos da cria tenham sido recombinados.

3.7.2 Mutação

O operador de mutação atua, durante o processo de evolução/otimização, como o meio para exploração de novas áreas do espaço de busca. A mutação pode ser vista como um operador de exploração, enquanto que o operador de *crossover* pode ser considerado um operador de exploração, que realiza uma busca mais local. No entanto, tudo depende das relações de vizinhança no espaço de busca. Um valor comumente utilizado para p_m é: $p_m = \frac{1}{C_l}$, sendo C_l o comprimento da cadeia de bits, no caso binário, ou o comprimento da cadeia de atributos, no caso das representações inteira e em ponto flutuante [Bäck et al., 2000a].

Em casos de representação binária, se um bit é escolhido para mutação, ele é trocado pelo seu valor complementar (figura 3.10), no processo denominado aqui de mutação pontual.

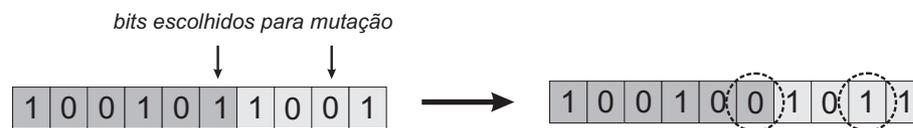


Fig. 3.10: Mutação Pontual

Na representação real, a forma mais comum é adicionar ao valor do gene uma perturbação aleatória com uma determinada distribuição. Na implementação proposta aqui, quando um gene (\hat{g}_i) do cromossomo é aleatoriamente escolhido para mutação, uma perturbação gaussiana ($\Delta\hat{g}_i$) com média zero e variância unitária é adicionada ao valor do gene, como mostrado na equação 3.6:

$$\tilde{g}_i = \hat{g}_i + \Delta\hat{g}_i. \quad (3.6)$$

3.8 Decisões de Projeto

Após terem sido definidos os principais conceitos sobre algoritmos genéticos, passa-se à etapa de especificação do problema a ser tratado. Para tanto, é necessário:

- escolher um método para criar a população inicial;
- decidir qual representação é a mais adequada;
- definir os operadores evolutivos (*Crossover* e *Mutação*);

- combinar as melhores estratégias de seleção e sobrevivência, para que o AG resolva de forma eficiente o problema em questão e;
- elaborar uma forma ou função para avaliação dos indivíduos (função-objetivo).

Para geração da população inicial, utilizou-se o modelo de expansão modal, proposto por Carver em [Carver, 1979]. Além de ser possível fazer a análise de estruturas eletromagnéticas através das equações propostas por esse método, o mesmo também apresenta um equacionamento herdado de outro método denominado de linha de transmissão para estimar as dimensões de uma antena, com base na frequência de ressonância e na permissividade do substrato.

Com isso, após a determinação das dimensões de uma antena inicial pelo método de cavidades, uma perturbação gaussiana truncada entre os valores $[-0.5, 0.5]$ foi adicionada a cada gene do novo cromossomo que é inserido na população. A escolha desse intervalo é baseado no conhecimento do projetista, de forma a evitar uma perturbação destrutiva, ou seja, a geração de cromossomos com *fitness* muito baixos. Assim, cada cromossomo da população terá uma pequena perturbação aleatória da antena inicial gerada pelo método de expansão modal. O intervalo é dado em centímetros e, nesse caso, a perturbação máxima é de 5 mm em cada atributo que está sendo otimizado.

Visto que, no problema de síntese de antenas, os parâmetros físicos a serem otimizados pertencem ao domínio contínuo, como comprimento e largura do elemento irradiador, optou-se por adotar inicialmente representação em ponto flutuante e posteriormente uma combinação híbrida utilizando binária e em ponto flutuante. Alguns autores já relataram ganhos com representação em ponto flutuante, quando comparada à binária, em síntese de outros dispositivos eletromagnéticos, o que motiva a utilização inicial dessa representação para antenas de microfita [Yan & Lu, 1997, Lu et al., 2000].

3.8.1 Representação Híbrida

A representação binária é a mais indicada quando envolve decisões do tipo ausência/presença. Com essa representação, na síntese de um elemento irradiador, é possível modelar a presença (representado pelo bit 1) ou a ausência (representado pelo bit 0) de um determinado material na estrutura. A figura 3.11 apresenta o cromossomo codificado usando tanto codificação em ponto flutuante (para parâmetros como os ilustrados na figura 3.5) quanto binária. Alguns trabalhos vêm

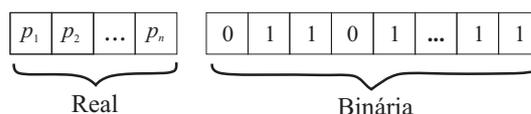


Fig. 3.11: Representação híbrida do cromossomo. Em computador, os valores reais são representados empregando a notação em ponto flutuante.

relatando bons resultados quando utilizam a representação binária somente para determinar os formatos de elementos irradiadores, gerando assim o que pode-se chamar de formatos irregulares⁷ [Johnson & Rahmat-Samii, 1999a, Choo et al., 2000, Choo & Ling, 2003, Griffiths et al., 2006].

A parte real do cromossomo representa os parâmetros em ponto flutuante que irão ser otimizados, tais como as dimensões do elemento irradiador. Por sua vez, a parte binária tem como meta definir o formato do elemento, indicando, para tanto, se em determinada parte irá haver ou não metal. A representação genotípica e fenotípica de um cromossomo apresentando codificação híbrida é ilustrada na figura 3.12.

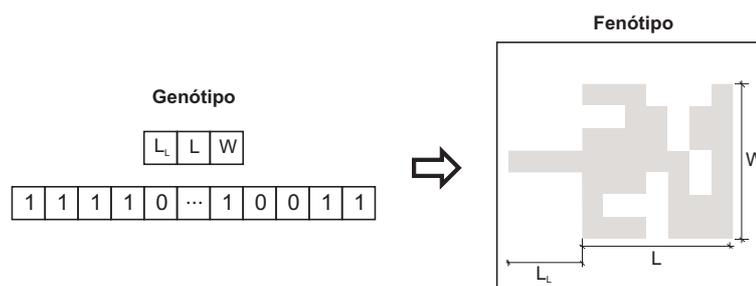


Fig. 3.12: Representação fenotípica e genotípica de um cromossomo híbrido. O vetor binário apresentado contém 49 bit, pois a resolução do elemento irradiador é 7×7 .

Com a definição da representação dos indivíduos, é possível determinar os operadores evolutivos. Para a parte da representação em ponto flutuante, utilizou-se o crossover aritmético (seção 3.7.1) e mutação gaussiana (seção 3.7.2).

Quando o formato do elemento irradiador é otimizado, a representação híbrida é escolhida, e operadores distintos para as partes binária e real são utilizados. Para a parte real do cromossomo, foram mantidos os operadores utilizados na representação em ponto flutuante, como se não houvesse parte binária. A parte binária é recombinada e alterada através da aplicação de crossover uniforme e de mutação pontual.

⁷Elementos irradiadores com formato irregular são aqueles que, além de não possuírem um formato clássico, como retângulos ou círculos, podem apresentar descontinuidades na sua superfície.

Para selecionar os cromossomos para recombinação, o torneio binário foi escolhido. Utilizar o torneio binário tem uma importante consequência: o melhor indivíduo da população pode não ser escolhido nenhuma vez para participar do torneio. Visto que essa não é uma atitude desejada, optou-se por utilizar elitismo em cada geração, substituindo o pior cromossomo pelo melhor já encontrado. Com isso, o melhor indivíduo de todas as gerações já realizadas é sempre mantido na população, ao menos até que apareça outro indivíduo com melhor desempenho.

3.8.2 Discussão e Definição da Função-Objetivo

A primeira função-objetivo concebida para ser otimizada leva em consideração o nível de reflexão da onda estacionária na frequência de projeto, representado aqui pelo parâmetro VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*):

$$\frac{1}{VSWR_{f_r}}. \quad (3.7)$$

À primeira vista, pode ser considerado um critério insuficiente. No entanto, como constatado em [Barra et al., 2006], é possível obter boas soluções minimizando apenas o VSWR da frequência central e, como o valor mínimo que VSWR pode alcançar é igual a 1, não há necessidade de aplicar nenhuma transformação para corrigir valores negativos ou com denominador nulo.

Como visto no capítulo 2, antenas de microfita possuem estreita faixa de operação, entre 1 e 3%. Com isso, uma função-objetivo estendida é utilizada, onde outras frequências são levadas em consideração, além da frequências de projeto (central):

$$\sum_{i=1}^N \frac{1}{VSWR_{f_i}}, \quad (3.8)$$

onde f_i , $i = 1 \dots, N$, são as frequências a serem otimizadas. No entanto, um problema surge ao modelar a função dessa forma. Durante a otimização, não há nenhum comprometimento aparente entre a minimização das parcelas que irão compor o somatório. Por exemplo, no caso de haver três frequências que terão os valores de VSWR minimizados, a função decomposta será:

$$\frac{1}{VSWR_{f_1}} + \frac{1}{VSWR_{f_2}} + \frac{1}{VSWR_{f_3}}. \quad (3.9)$$

Nesse caso, o valor máximo que a função poderá alcançar é igual a 3, uma vez que o valor de VSWR não pode ser menor que 1. Dessa forma, é possível ter cromossomos com o mesmo valor de *fitness* porém com parcelas que compõem a função com valores muito diferentes. Exemplo:

$$\text{Caso 1: } 0.8 + 0.2 + 0.3, \quad \text{Caso 2: } 0.5 + 0.7 + 0.1.$$

Dado que esses dois casos produzem o mesmo *fitness*, porém com parcelas diferentes, qual deve ser o escolhido? Sem nenhum mecanismo, o AG pode optar por maximizar ainda mais as parcelas com valores mais altos, negligenciando outras. Com isso, nesse próximo cenário,

$$\text{Caso 3: } 0.9 + 0.2 + 0.3, \quad \text{Caso 4: } 0.5 + 0.7 + 0.3,$$

a probabilidade do cromossomo do caso 4 não se reproduzir é maior do que no caso 3, independente da estratégia de seleção.

Na tentativa de sanar essa “restrição” numérica, optou-se por compor a função-objetivo através de um algoritmo⁸ que possa ser capaz de impor a minimização das três frequências em questão, ao invés de apenas a central.

O algoritmo é composto da seguinte estratégia: se em alguma das três frequências o valor de VSWR for menor que 2, o termo $\frac{1}{VSWR_{fx}}$ recebe o valor 1. Com isso, a tentativa de reduzir ainda mais o valor de VSWR nessa determinada frequência, não irá afetar o *fitness* desse indivíduo, ou seja, não irá melhorar o *fitness*.

Por exemplo, no caso do indivíduo 1 possuir $VSWR < 2$ na frequência inicial, o primeiro termo da função será igual a 1, como na expressão 3.10,

$$1 + 0.2 + 0.3. \quad (3.10)$$

Feito isso, a única maneira do fitness do indivíduo aumentar é maximizando os outros termos da função. A intenção aqui, é fazer com que o AG busque formas de otimizar os outros termos, negligenciando o que já está abaixo de um valor considerado bom, definido pelo projetista de antenas.

⁸Seqüência de passos para realizar uma determinada tarefa.

É importante salientar que a função-objetivo da expressão 3.8 deve ser vista como uma extensão da função apresentada na expressão 3.7. No entanto, ambas as funções são utilizadas nos experimentos do capítulo 4.

Capítulo 4

Experimentos e Resultados

*There are no facts, only
interpretations.*

Friedrich Nietzsche

Resumo - Este capítulo contém a descrição da integração dos módulos que compõem o ambiente desenvolvido para apoio ao projeto de antenas de microfita, principal contribuição deste trabalho. Para validar o ambiente computacional, foram realizados experimentos envolvendo uma série de modelos de antenas de microfita, variando o tipo de alimentação e o formato do elemento irradiador. São descritos a metodologia utilizada nas simulações computacionais e os processos para implementação do protótipo final. Os experimentos foram divididos de acordo com a estrutura a ser otimizada e com os critérios de desempenho. Os resultados de cada experimento são apresentados, incluindo os testes com as antenas fabricadas a partir das melhores soluções encontradas.

O projeto de antenas é um tópico de grande importância em eletromagnetismo e envolve a seleção de vários parâmetros físicos para alcançar valores ótimos para ganho, largura de banda, *VSWR*, dentre

outros critérios, sujeitos a restrições específicas. Métodos de tentativa e erro são ineficientes e dependentes principalmente da intuição e da experiência do projetista. Mesmo com a disponibilidade de métodos numéricos e programas sofisticados de computador, como métodos dos momentos (MoM) e método dos elementos finitos (FEM), projetar antenas e arranjos com geometrias mais complicadas e diferentes tipos de alimentação é ainda uma tarefa exaustiva e muitas vezes até intratável. Para automatizar o processo de síntese de antenas de microfita e reduzir o custo, uma abordagem eficaz é combinar métodos de análise numérica de antenas com algoritmos de otimização.

4.1 Ambiente Computacional Evolutivo

Seguindo essa linha de raciocínio e tendo por base os conceitos introduzidos nos capítulos 2 e 3, foi desenvolvido, na linguagem de programação Java, um ambiente para auxiliar o projeto que integra um software para análise de antenas, chamado MStrip40 [Splitt, 1993, Splitt, 2001], desenvolvido em Fortran e com código executável fornecido pelo seu autor, com uma implementação, desenvolvida em Java, do algoritmo genético. Com isso, são definidos os módulos de análise e otimização da proposta apresentados no capítulo 1. O fluxograma utilizando o ambiente para otimização de antenas de microfita é mostrado na figura 4.1.

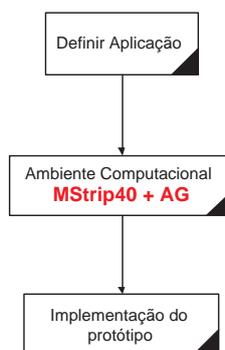


Fig. 4.1: Proposta inserida no processo de síntese de antena de microfita.

A escolha de algoritmo genético para otimização foi devidamente justificada no capítulo 3. Já a escolha do software MStrip40 como método de análise numérica é sustentada nos seguintes pontos:

- domínio público. Não requer licença para sua utilização;

- a solução da análise é feita por uma rigorosa formulação de equações integrais via método de Galerkin (Método dos Momentos) e utilizando as funções de Green corretas ;
- leva em consideração todos os efeitos relevantes de irradiação, propagação de onda de superfície e perdas no dielétrico e;
- apresenta boa relação entre resultados teóricos e práticos [Splitt, 1993, Splitt, 2001].

A interação dos módulos do ambiente é feita através da leitura e modificação pelo algoritmo genético de arquivos gerados pelo MStrip40. Essa interação é apresentada na figura 4.2. Para permitir

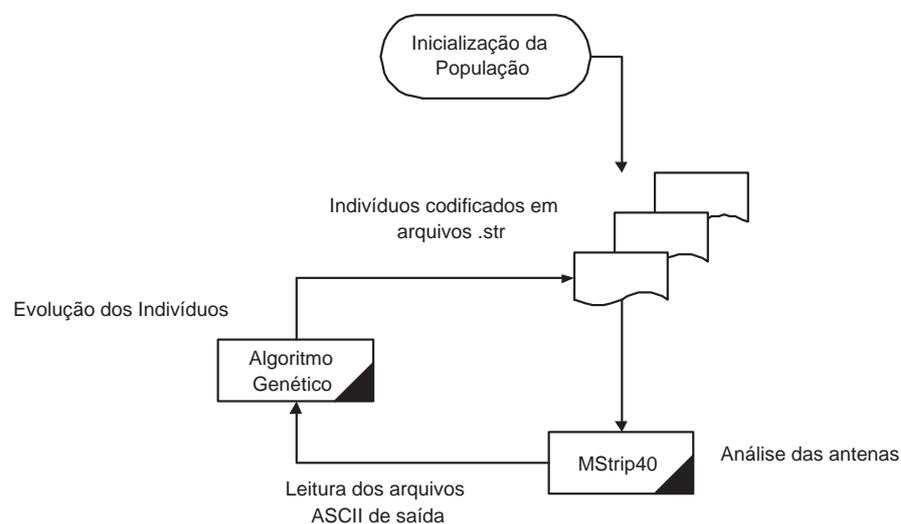


Fig. 4.2: Diagrama de blocos representando a interação dos módulos.

melhor interação de alto nível com o usuário e maior flexibilidade na alteração dos parâmetros do algoritmo e da antena a ser sintetizada, uma interface gráfica foi desenvolvida e é mostrada na figura 4.3. Nessa interface, o usuário define as especificações técnicas da antena e do algoritmo genético, como: frequência de projeto, número de frequências a serem analisadas, tipo de estrutura a ser evoluída (camada única, acoplamento eletromagnético ou acoplamento eletromagnético com formato irregular do elemento irradiador), altura dos substratos, número de atributos a serem otimizados (diretamente associado aos genes), número de cromossomos da população, probabilidade de *crossover*, probabilidade de mutação e se a estratégia de elitismo será ou não aplicada.

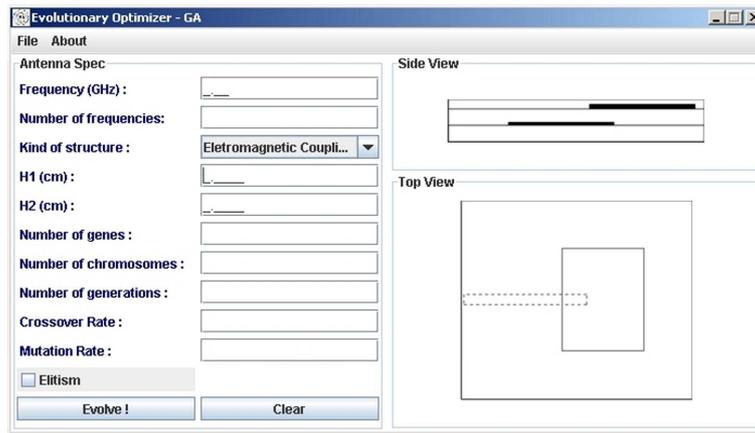


Fig. 4.3: Tela principal do ambiente desenvolvido.

4.1.1 Discretização da Estrutura

Para que os indivíduos sejam interpretados pelo software de análise, é necessário que seja feita uma discretização ou segmentação da estrutura que se pretende otimizar (figura 4.4), após o cálculo de seus parâmetros físicos, por exemplo, a largura. Essa discretização, juntamente com outros parâmetros de configuração está contida em um arquivo, com extensão, *str* apresentado no apêndice B, e precisa ser editado para modificar a estrutura. Para isso é necessário definir os elementos discretizadores da estrutura. Esses elementos são indicados pelo símbolo '#', o qual possui dimensões S_x e S_y . A área da estrutura, especificada por estes segmentos, é completada pelo programa com funções de base *rooftop* [Splitt, 1993].

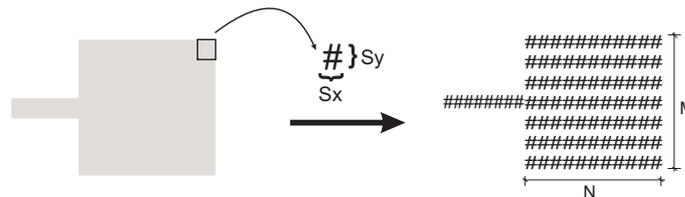


Fig. 4.4: Processo de discretização de uma antena de microfitas.

Na figura 4.4, o elemento irradiador está sendo discretizado por M segmentos na sua largura, e N segmentos no seu comprimento. Após calculados os valores dos parâmetros físicos da antena [Gupta et al., 1981, Carver, 1979], como comprimento (L) e largura (W) do elemento irradiador, e comprimento (L_L) e largura (W_L) de uma linha de alimentação de 50 ohms, os seguintes passos são realizados para discretização da estrutura:

1. criar vetor de resolução. Esse vetor irá conter 10 números inteiros iniciando em 10 que representam o número de segmentos a ser utilizado em cada dimensão da antena. Esse número inicial é adotado como recomendação para evitar imprecisão numérica no momento da análise da estrutura;
2. adotar o componente S_y do segmento discretizador como sendo a largura da linha de alimentação (W_L). Com isso, é feita uma busca no vetor de resolução para achar um número inteiro que gere a menor diferença entre a largura calculada e a largura discretizada. A largura discretizada é calculada multiplicando cada inteiro do vetor de resolução por S_y ;
3. buscar no vetor de resoluções o valor do componente S_x do segmento discretizador que gere o menor erro de discretização. No entanto, como não é definida nenhuma restrição para o comprimento do elemento irradiador, o valor da melhor resolução encontrada é sempre 10, pois quando faz-se:

$$S_x = \frac{L}{r_i} \quad i = 1, 2, \dots, 10; \quad (4.1)$$

sendo i o índice do vetor de resolução;

4. calcular o número de segmentos para o comprimento da linha de alimentação. Para isso, o valor da divisão entre comprimento da linha de alimentação e o componente S_x encontrado anteriormente é arredondado para o inteiro mais próximo.

No caso da estrutura possuir acoplamento eletromagnético, o mesmo procedimento é realizado para a posição do elemento irradiador sobre a linha de alimentação (Y_0). A linha de alimentação é posicionada na metade da largura do elemento irradiador. Porém, no momento da discretização, é possível ocorrer um deslocamento nesse posicionamento.

Na seqüência, os cromossomos da população são então criados contendo os valores discretizados dos parâmetros físicos da antena. O método de geração da população inicial foi descrito no capítulo 3.

Quando utiliza-se a representação híbrida para representar os parâmetros físicos da antena (seção 3.8.1), a resolução para discretizar o elemento irradiador precisa ser definida *a priori*, uma vez que a parte binária da representação contém os segmentos de discretização do elemento irradiador. Nesse

caso, os valores de S_x e S_y são calculados dividindo o comprimento e a largura, respectivamente, pela resolução adotada.

A principal desvantagem desse método de discretização é a redução da resolução devido ao aumento da largura da linha de alimentação. Isso ocorre em estruturas em que é utilizado um alto valor para altura do substrato, pois a equação que calcula a largura da linha de alimentação utiliza essa altura (h). Com isso, substratos com altura muito elevada geram linhas muito largas, acarretando uma diminuição de resolução e aumento do valor do componente S_y .

4.2 Experimentos

Com o objetivo de validar o ambiente de otimização evolutivo para apoio ao projeto de antenas de microfita, três tipos de experimentos foram realizados selecionando tipos de antenas e de alimentação representativos em aplicações de antenas de microfita. As soluções encontradas pelo ambiente são fabricadas e medidas para que resultados teóricos e práticos sejam comparados.

Todas as análises práticas são realizadas nas dependências do Comando-Geral de Tecnologia Aeroespacial (CTA), no Instituto de Aeronáutica e Espaço (IAE), recorrendo-se também ao apoio do Instituto de Fomento e Coordenação Industrial (IFI) na utilização da câmara anecóica para caracterização dos diagramas de irradiação. A câmara anecóica utilizada opera na faixa de 1,8 GHz a 18 GHz e tem dimensões externas de $4,5 \times 9 \times 4,5$ m.

Para escolha da distância entre as antenas transmissora e receptora, três critérios foram obedecidos, sendo que a distância escolhida foi aquela permitida pelas dimensões da câmara e que atendessem a todos os critérios. São eles:

- efeito do acoplamento entre antenas: o efeito é considerado negligenciado se a distância $R \geq 10\lambda_0$;
- curvatura de fase: estabelece que $R \geq \frac{2D^2}{\lambda_0}$. Onde D é a maior abertura da antena.
- amplitude Axial: $R \geq 10L_a$, onde L_a é a maior dimensão da antena.

As antenas transmissora e receptora estão alinhadas e posicionadas na mesma altura e a distância entre elas dentro da câmara é de no máximo 6 m, obedecendo assim os três critérios mencionados

anteriormente garantindo, o que garante a qualidade nas medidas de campo distante. As antenas localizam-se próximas às paredes da câmara, na chamada região de zona morta ou *quiet zone*, que é definida como uma esfera imaginária na qual a antena deve ser colocada para realização das medições.

Toda a operação é controlada externamente, dentro de um *container* metálico localizado ao lado da câmara, no qual se encontram as unidades de controle dos posicionadores das antenas, o controlador do nível de potência emitida e o analisador de espectro *HP 8593E*. O *setup* de medições é composto por uma antena corneta padrão, nesse caso o modelo 12-1.7 da *Scientific Atlanta*, cuja faixa de passagem é de 1,7 a 2,6 GHz. As medidas de impedância de entrada dos protótipos foram realizadas utilizando-se o Analisador de Redes Vetorial da *Agilent*, modelo 8719A, no laboratório de antenas da divisão de eletrônica.

Todos os protótipos foram construídos com a prototipadora *LPKF* do laboratório de circuitos da AEL. Os substratos escolhidos para os protótipos são aqueles disponíveis no laboratório de antenas da AEL. São de material composto de teflon e fibra de vidro, laminados em cobre e de uso padrão na implementação prática de antenas na faixa de frequência de microondas e aeroespacial. Os substratos mais comuns são Arlon™, Rogers™ ou 3M™. A tabela 4.1 apresenta as características dos substratos disponíveis para o projeto das antenas neste trabalho.

Tab. 4.1: Especificações dos substratos utilizados

Substrato	Altura (h)	Permissividade (ϵ_R)	Tangente de Perda ($tg\delta$)
Arlon™/GX-0300-55	0,762 mm	$2,55 \pm 0,04$	0,0022
Arlon™/GX-0600-55	1,524 mm	$2,55 \pm 0,04$	0,0022
Arlon™/GX-1200-55	3,048 mm	$2,55 \pm 0,04$	0,0022

Os experimentos são divididos de forma a caracterizar diferentes tipos de antenas e alimentação, como: antenas com alimentação na borda, por acoplamento eletromagnético e com formatos irregulares para o elemento irradiador. Frente a esses experimentos, é possível verificar a robustez do ambiente computacional em otimizar diferente estruturas.

Nas análises dos experimentos, são observados resultados teóricos e práticos de impedância de entrada na frequência de projeto, largura de banda utilizando critério de $VSWR \leq 2$, os diagramas de irradiação no corte $\phi = 0^\circ$, módulo do coeficiente de reflexão de entrada ($|\Gamma|$) e o ganho e eficiência teóricos. O ganho prático não foi medido pois não foi possível dispor de uma antena padrão de ganho

na câmara anecóica. É importante ressaltar que os diagramas de irradiação práticos foram medidos com o plano de terra com as mesmas dimensões das antenas, acarretando assim uma redução na largura de feixe quando comparada com o diagrama de irradiação teórico, se onde considera plano de terra infinito.

Os parâmetros físicos da antena que podem ser utilizados no processo de otimização são visualizados na figura 4.5. É importante salientar que o conjunto dos parâmetros utilizados depende do experimento que está sendo realizado.

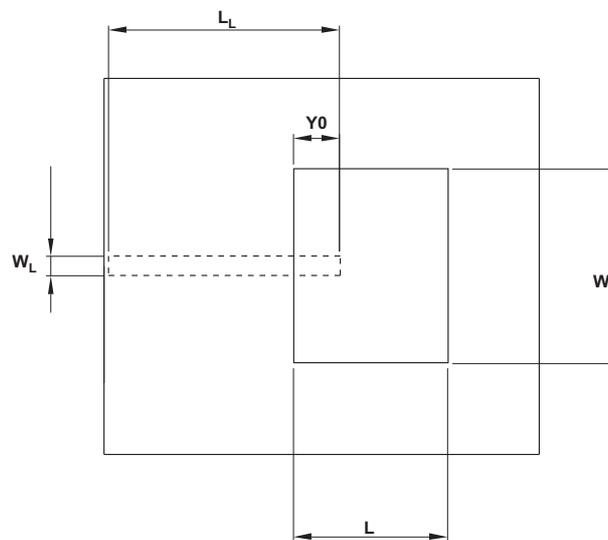


Fig. 4.5: Parâmetros físicos de uma antena alimentada via acoplamento magnético que podem ser otimizados.

4.2.1 Experimento 1: Alimentação na borda do elemento irradiador ('end-fed')

O projeto da antena alimentada pela borda é realizado para frequência de projeto de 2,5 GHz, em uma configuração sem radome e para um substrato pré-escolhido do tipo GX-1200-55.

O objetivo nesse experimento é maximizar o casamento de impedância do protótipo, utilizando na função-objetivo o valor de VSWR na frequência de projeto como critério de desempenho (expressão 4.2). Os parâmetros físicos a serem otimizados são: comprimento do elemento irradiador (L),

comprimento da linha de alimentação (L_L) e largura do elemento irradiador (W).

$$\frac{1}{VSWR_{f_r}}. \quad (4.2)$$

Os parâmetros do algoritmo genético utilizados estão descritos na tabela 4.2: Na figura 4.6, é

Tab. 4.2: Parâmetros utilizados no Algoritmo Genético - Experimento 1

Experimento	Parâmetros AG			
	Número de indivíduos	Número de gerações	pc	pm
1	30	30	0,7	0,05

apresentada a discretização da melhor solução encontrada e o protótipo fabricado. A melhor resolução para discretização foi 10×11 . Isso quer dizer, 10 segmentos para discretizar o comprimento e 11 segmentos para discretizar a largura. A antena otimizada possui as seguintes dimensões: $W = 93,92$ mm; $L = 34,94$ mm; $L_L = 45,43$ mm; e $W_L = 8,53$ mm. Os parâmetros otimizados foram: W , L e L_L . Esses parâmetros foram escolhidos para serem otimizados baseado no impacto que os mesmos têm sobre os critérios de desempenho de uma antena. É sabido através da literatura [Jackson & Alexopoulos, 1991, Balanis, 1997, Drabowitch et al., 1998, Garg et al., 2001] que, alterações no comprimento do elemento irradiador (L) modificam a frequência de ressonância da antena, alterações na largura influenciam a largura de banda e alterações no comprimento da linha de alimentação juntamente com a largura da linha de alimentação (W_L), modificam o casamento de impedância.

A evolução do *fitness* médio e do melhor indivíduo são apresentadas na figura 4.7. O melhor indivíduo, ao final das gerações, possui valor de *fitness* igual a 0,92, estabilizado na geração 22, que é equivalente a um valor teórico de VSWR de 1,08. Devido à utilização de elitismo pelo algoritmo genético como estratégia de sobrevivência, é possível observar um crescimento monotônico do valor de *fitness* do melhor indivíduo. Para o valor do *fitness* médio da população, isso não é verificado. Esse fato ocorre devido à utilização do torneio binário como estratégia de seleção dos indivíduos para reprodução, pois aumenta a probabilidade de indivíduos com *fitness* inferior passarem para a próxima geração.

O melhor indivíduo da primeira geração, cujos parâmetros físicos foram calculados utilizando as equações do método de expansão modal proposto por Carver [Carver, 1979], é apresentado no

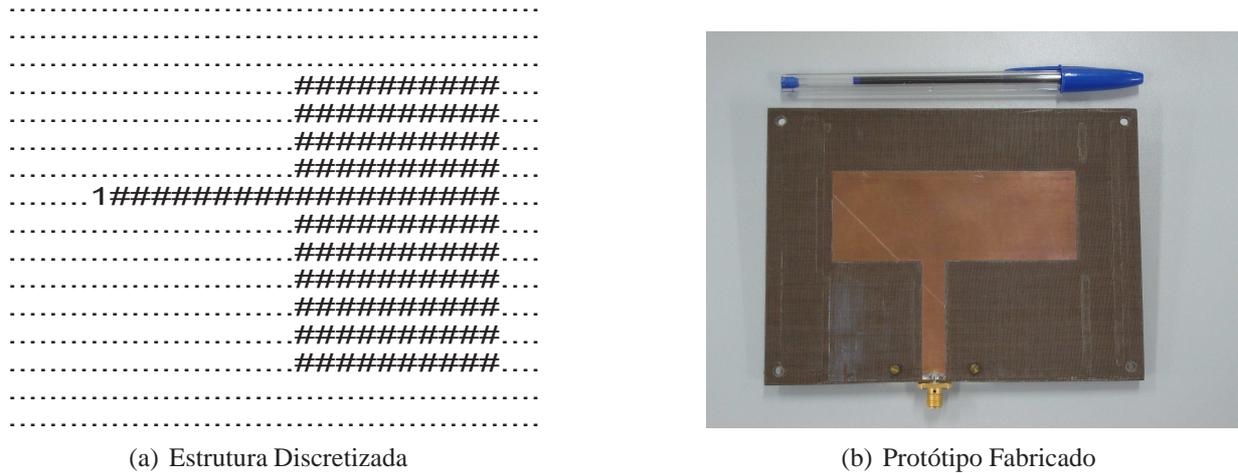


Fig. 4.6: Estrutura discretizada e protótipo fabricado.

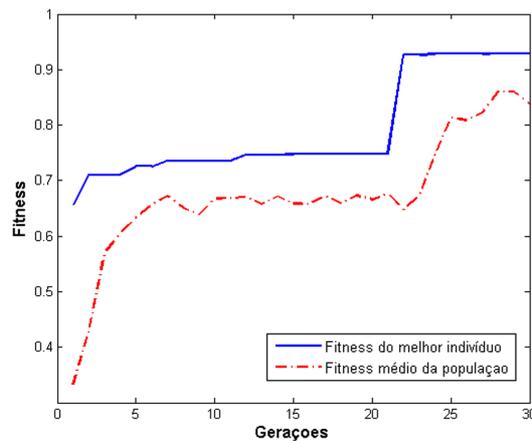


Fig. 4.7: Evolução da população durante as gerações.

diagrama de Smith da figura 4.8(a), onde observa-se o completo descasamento da impedância de entrada para toda a faixa de frequência analisada (2,4 GHz - 2,59 GHz). Na figura 4.8(b), é visualizado o diagrama de Smith do melhor indivíduo na última geração, otimizado via o ambiente proposto.

A frequência de melhor casamento alcançada é de 2,52 GHz, apresentando módulo do coeficiente de reflexão de $-20,14$ dB ($VSWR \approx 1,2$). É possível observar uma diferença de 20 MHz entre a frequência de projeto e a frequência de melhor casamento. No entanto, a frequência de projeto está contida no intervalo de ressonância da antena com $VSWR \leq 2$. A largura de banda obtida é de 120 MHz (4,8%), compreendendo as frequências de 2,46 GHz até 2,58 GHz. O ganho teórico na frequência de ressonância foi de 8,4 dBi e eficiência de 76,9 %.

A medida do módulo do coeficiente de reflexão de entrada do protótipo implementado é mostrado

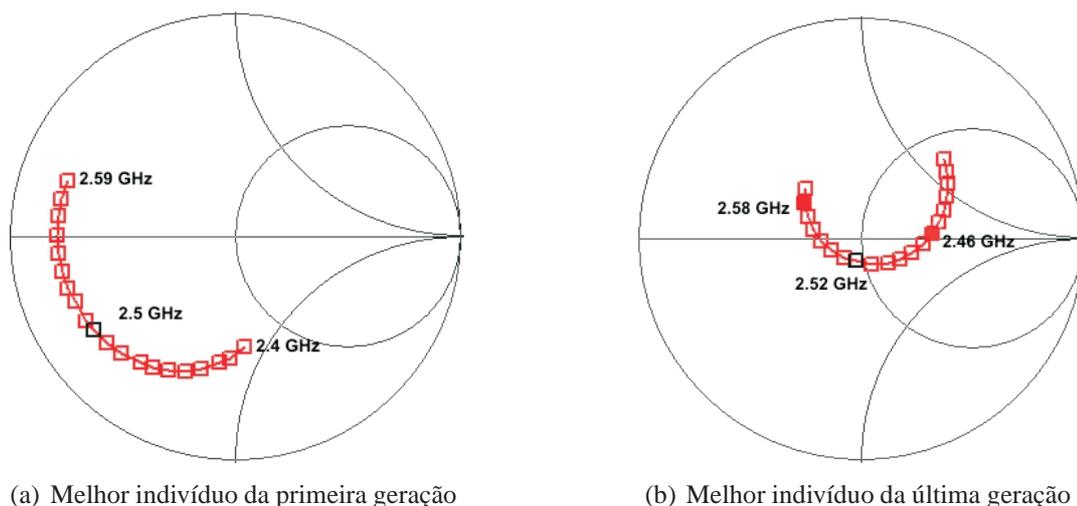


Fig. 4.8: Diagrama de Smith dos melhores indivíduos.

na figura 4.9. Observa-se, na frequência de 2,498 GHz (Ponto 1), valores na ordem de $-17,98$ dB e largura de banda de aproximadamente 110 MHz (4,4%), compreendendo as frequências de 2,44 GHz até 2,55 GHz. Observa-se aqui a boa concordância entre os valores teóricos e práticos e largura de banda superior àquelas típicas de antenas de microfitas alimentadas pela borda com substrato de altura similar.

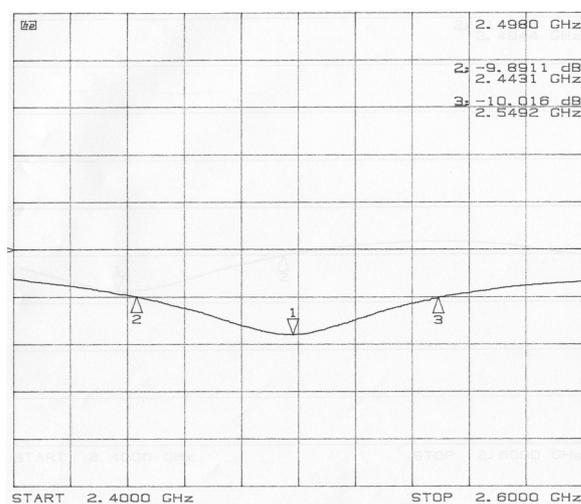


Fig. 4.9: Módulo do Coeficiente de reflexão medido (10 dB/div - referência 0 dB)

Nas figuras 4.10(a) e 4.10(b), são apresentados os diagramas de irradiação teórico e prático para o corte $\phi = 0^\circ$, traçados na frequência de melhor casamento. Verifica-se o comportamento simétrico com relação ao eixo Z e uma pequena assimetria, possivelmente relacionada com a posição da linha

de alimentação em relação ao elemento irradiador. Os lóbulos de irradiação traseiros que aparecem nos resultados práticos não existem nos diagramas teóricos, devido à suposição de substrato infinito por parte do MStrip40. Observa-se também boa pureza para polarização linear da antena, ou seja,

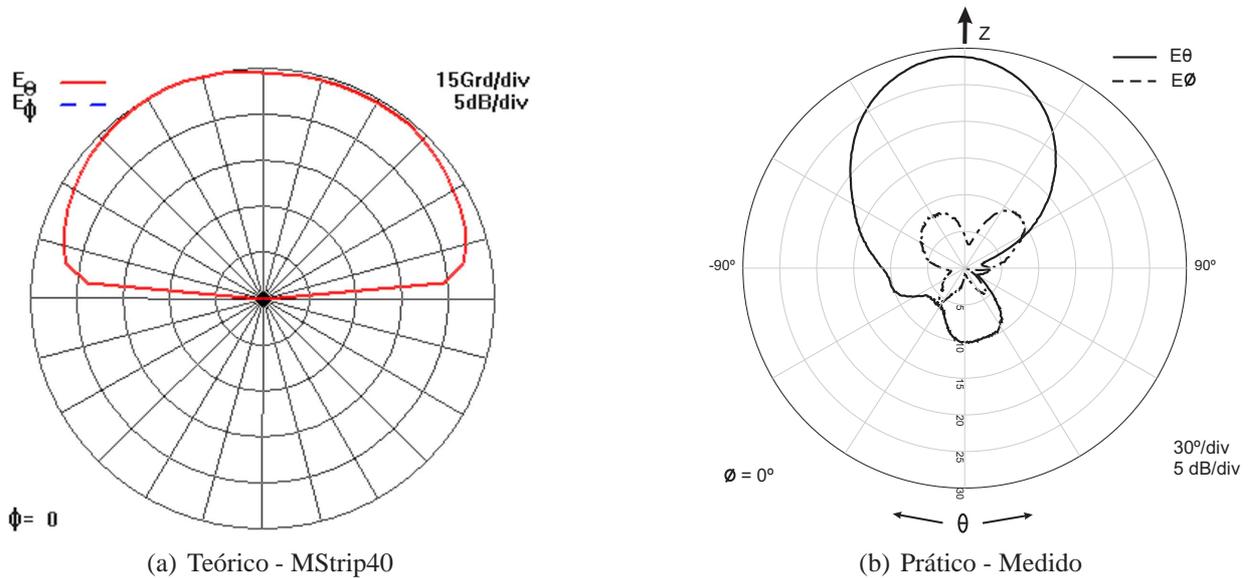


Fig. 4.10: Padrão de irradiação

uma diferença em amplitude de $E\theta$ e $E\phi$ de $\approx 28dB$. O máximo do diagrama de irradiação ocorre na direção normal ao plano de terra, isto é, ao longo do eixo Z .

4.2.2 Experimento 2: Acoplamento eletromagnético

Existem várias técnicas relatadas na literatura para aumentar a largura de banda de antenas de microfita [Wu & Wong, 1999, Kumar & Ray, 2003]. A maioria das abordagens podem ser divididas em três categorias [Pozar & Schaubert, 1995]: (i) aumentar o casamento de impedância; (ii) reduzir eficiência; (iii) introduzir múltiplos ressonantes, também chamados de elementos parasitas. Entre eles a abordagem (iii) é a mais popular. No entanto, fisicamente, elementos parasitas fazem a antena ficar mais grossa, ocupando mais espaço, o que pode ser bastante indesejado em determinadas aplicações, como em telefonia celular, bastante indesejado. Por isso, a abordagem utilizada é aumentar o casamento de impedância (i) através de alimentação via acoplamento eletromagnético (seção 2.4.3). Intervalos de ar (*air gaps*) também são utilizados para aumentar a largura de banda [Balanis, 1997, Garg et al., 2001].

Maximizando o casamento de impedância

O projeto da antena alimentada por acoplamento eletromagnético é realizado para a frequência de projeto de 2,58 GHz, em uma configuração sem radome e para os dois substratos pré-escolhidos do tipo GX-0600-55, sendo o inferior com a linha de alimentação e o superior com o elemento irradiador.

O objetivo nesse experimento continua sendo a maximização do casamento de impedância do protótipo, uma vez que é esperado um aumento na largura de banda devido à utilização de alimentação via acoplamento eletromagnético. A função-objetivo é a mesma utilizada no experimento anterior, tomando o valor de VSWR na frequência de projeto como critério de desempenho (expressão 3.7).

Os parâmetros físicos a serem otimizados foram reduzidos e são: comprimento do elemento irradiador (L) e comprimento da linha de alimentação (L_L). A largura do elemento irradiador foi negligenciada nesse experimento, uma vez que aumentando a largura do elemento irradiador é possível aumentar a largura de banda [Balanis, 1997]. Feito isso, o experimento em questão explora o real impacto da alimentação via acoplamento eletromagnético como um método para aumentar a largura de banda.

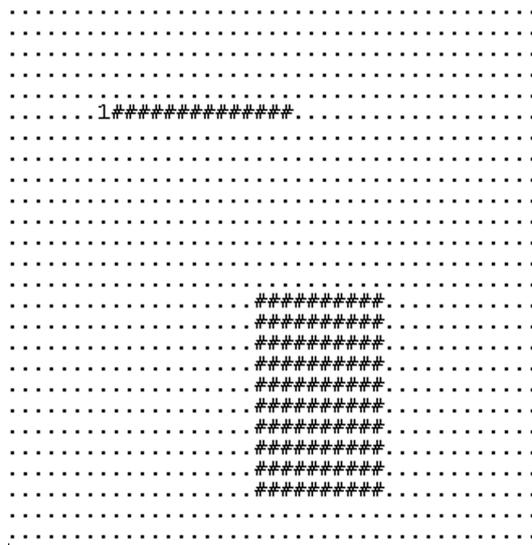
Os parâmetros definidos para o algoritmo genético são descritos na tabela 4.3.

Tab. 4.3: Parâmetros utilizados no Algoritmo Genético - Experimento 2

Experimento	Parâmetros AG			
	Número de indivíduos	Número de gerações	pc	pm
2.1	20	40	0,7	0,02

Na figura 4.11(a), é apresentada a discretização da melhor solução encontrada, e na figura 4.11(b), o protótipo fabricado. A melhor resolução encontrada para discretização foi 10×10 . A antena otimizada possui as seguintes dimensões: $W = 42,69$ mm, $L = 33,66$ mm, $Y_0 = 10,09$ mm, $L_L = 50,49$ mm, $W_L = 4,26$ mm. É possível observar a relação entre W e W_L , sendo o primeiro 10 vezes maior que o segundo, por motivos de discretização.

A evolução do *fitness* médio e do melhor indivíduo é apresentada na figura 4.12. O melhor indivíduo, ao final das gerações, possui valor de *fitness* igual a 0,934, estabilizado na geração 17, que é equivalente a um valor teórico de VSWR de 1,07 ($|\Gamma| \approx -29,16$ dB). O *fitness* do melhor indivíduo e o *fitness* médio da população, apresentados na figura 4.12, mantiveram o mesmo comportamento



(a) Estrutura Discretizada

(b) Protótipo Fabricado e bancada de teste (*setup*)

Fig. 4.11: Antena alimentada via acoplamento eletromagnético: 4.11(a) discretizada; e 4.11(b) protótipo fabricado.

observado no experimento da seção 4.2.1, um crescimento monotônico do fitness médio da população. O diagrama de Smith para o melhor indivíduo da primeira e da última geração são apresentados

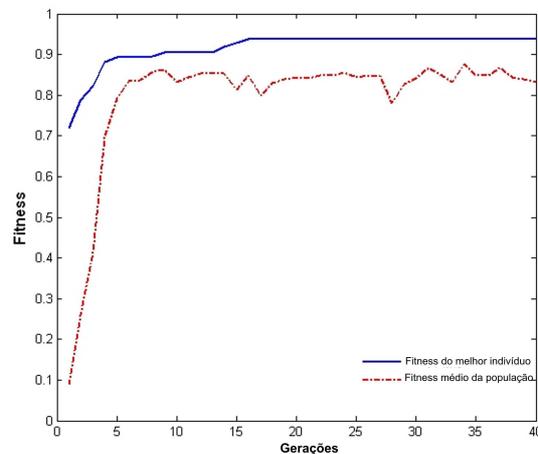
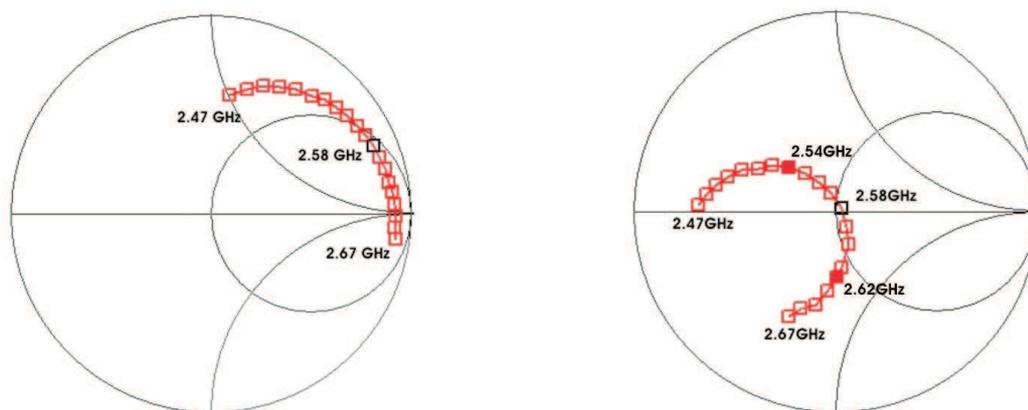


Fig. 4.12: Evolução da população durante as gerações.

nas figuras 4.13(a) e 4.13(b).

A frequência de melhor casamento alcançada é de 2,58 GHz. É possível observar que a frequência de projeto e a frequência de ressonância do melhor indivíduo otimizado foi mantida. A largura de banda obtida é de 80 MHz (3,1%), compreendendo as frequências de 2,54 GHz até 2,62 GHz. Na



(a) Melhor indivíduo da primeira geração

(b) Melhor indivíduo da última geração

Fig. 4.13: Diagrama de Smith do melhor indivíduo.

freqüência de melhor casamento, a eficiência calculada é de 81,5% com um ganho de 7,1 dBi.

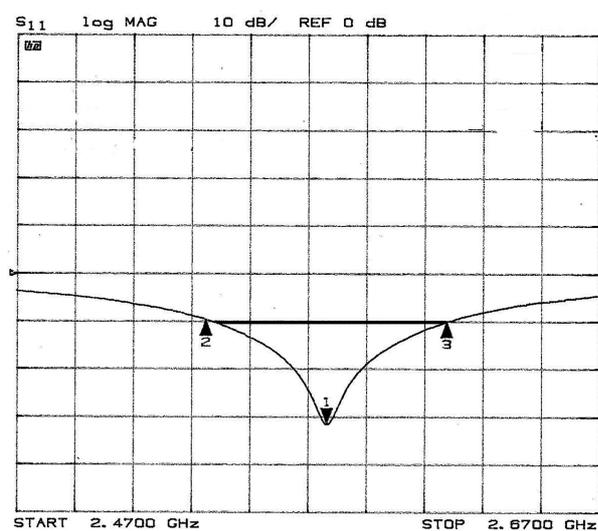


Fig. 4.14: Módulo do Coeficiente de reflexão medido (10 dB/div - referência 0 dB)

A medida do módulo do coeficiente de reflexão de entrada do protótipo implementado é mostrada na figura 4.14. Observa-se na freqüência de 2,576 GHz (Ponto 1), valores na ordem de $-31,62$ dB ($VSWR \approx 1,05$) e largura de banda de aproximadamente 136 MHz (5,2%), compreendendo as freqüências de 2,534 GHz até 2,67 GHz. Observa-se aqui uma divergência entre a largura de banda teórica e prática. Essa diferença pode ter sido causada por imprecisões numéricas derivadas da resolução do método dos momentos ou imperfeições durante o processo de fabricação.

Nas figuras 4.15(a) e 4.15(b), são apresentados os diagramas de irradiação teórico e prático para

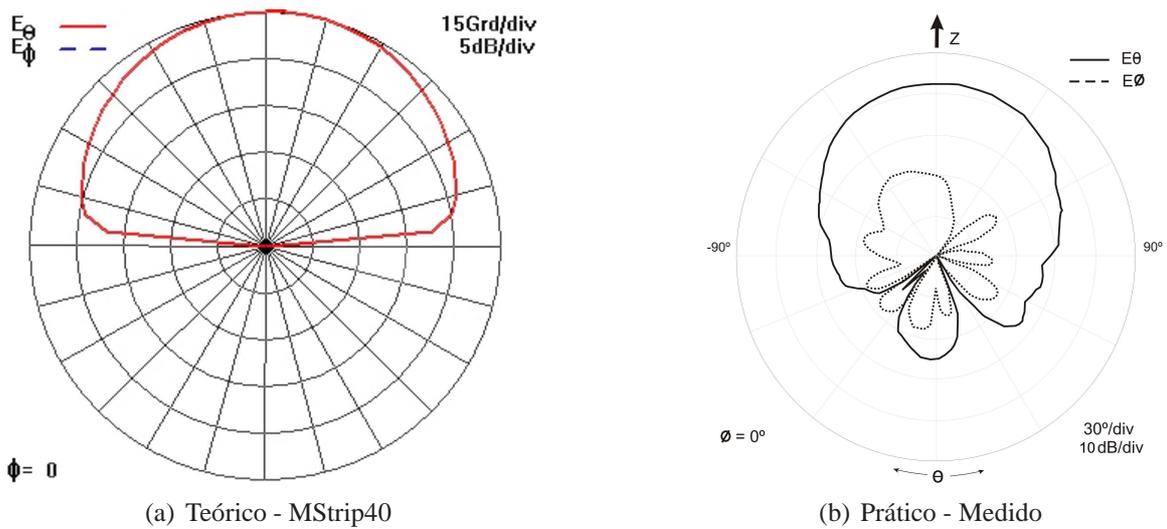


Fig. 4.15: Padrão de irradiação.

o corte $\phi = 0^\circ$. O diagrama de irradiação prático possui bom resultado, entretanto, as assimetrias relacionadas ao lado esquerdo do eixo z podem ter sido causadas pelo cabo coaxial usado no teste, que localizava-se muito próximo da antena e que não pôde ser removido ou camuflado com absorvedores. Os lóbulos de irradiação traseira não aparecem no diagrama teórico, pois o substrato é considerado infinito.

Aumento de largura de banda e aplicação de radome

Nos trabalhos existentes na literatura em otimização de antena de microfita [Rahmat-Samii & Michielssen, 1999], a utilização do radome durante o processo de otimização não é considerada. Radome é uma estrutura para proteção da antena e negligenciá-la pode inviabilizar um projeto, pois a aplicação do radome após a otimização trará efeitos relacionados à modificação da frequência de ressonância, que pode levar à perda do casamento alcançado na frequência de projeto.

Tomando como exemplo a antena otimizada com apenas uma camada no experimento 1, que foi otimizada sem a presença de radome, é possível notar, na figura 4.16, um deslocamento na frequência de ressonância, após a aplicação do radome, de aproximadamente 60 MHz. De posse dessa informação, e como em grande parte das aplicações as estruturas possuem radome, é de grande importância que esse fator seja levado em consideração. Em todos os experimentos a seguir, o radome do tipo

GX-0300-55 está presente nas antenas que são otimizadas.

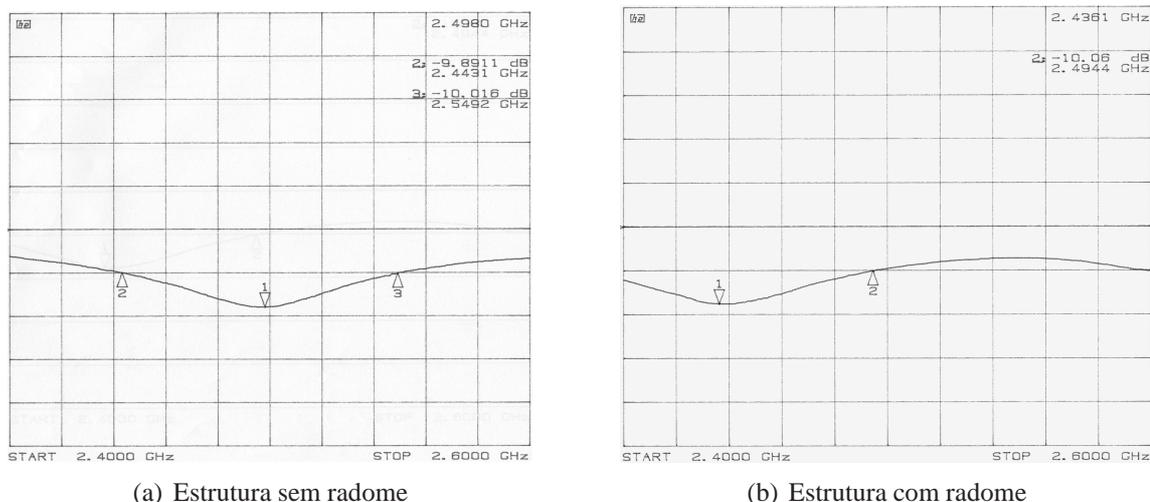


Fig. 4.16: Influência do radome na frequência de ressonância. (10 dB/div - referência 0 dB)

Além de adotar a existência do radome durante a otimização, outro objetivo desse experimento é aumentar ainda mais a largura de banda da antena, visto que o valor de 4,8%, alcançado somente com o acoplamento eletromagnético, não é muito expressivo. Com isso, outra função-objetivo é desenvolvida, contendo as frequências final e de projeto. Essa função é dada por:

$$\sum_{i=1}^N \frac{1}{VSWR_{f_i}} \quad N = 3. \quad (4.3)$$

As implicações do uso dessa função, bem como procedimentos para melhorar a busca, foram discutidas na seção 3.8.2.

Outra modificação realizada nesse novo experimento com alimentação por acoplamento eletromagnético é a combinação dos substratos. Aqui, utilizou-se para linha de alimentação substrato do tipo GX-1200-55, e para o elemento irradiador, substrato do tipo GX-0600-55. A frequência de projeto escolhida é de 2,4 GHz, muito utilizada em padrões como *Bluetooth*, *WLAN*, *WiMax*, entre outros.

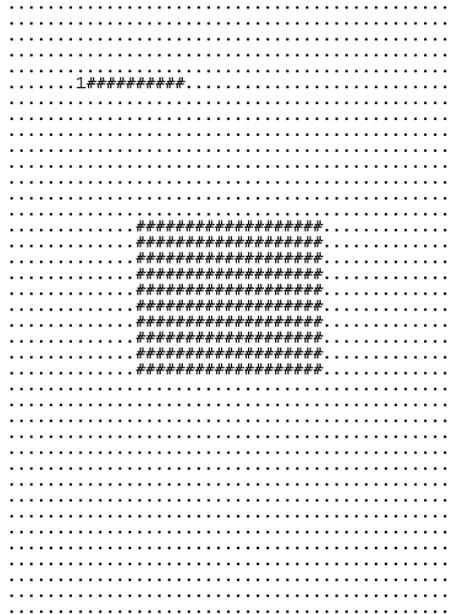
Os parâmetros do algoritmo genético são descritos na tabela 4.4.

Na figura 4.17(a), é apresentada a discretização da melhor solução encontrada e, na figura 4.17(b) o protótipo fabricado. A melhor resolução encontrada para discretização foi 19×10 e as dimensões da antena otimizada são: $W = 85,38$ mm; $L = 33,454$ mm; $L_L = 19,36$ mm; $W_L = 8,53$ mm e $Y_0 = 8,8$

Tab. 4.4: Parâmetros utilizados no Algoritmo Genético - Experimento 2 com radome

Experimento	Parâmetros AG			
	Número de indivíduos	Número de gerações	pc	pm
2.2	20	50	0,7	0,05

mm. Os parâmetros otimizados são: L , L_L e Y_0 .



(a) Estrutura Discretizada



(b) Protótipo Fabricado

Fig. 4.17: Estrutura discretizada e protótipo fabricado.

A evolução do *fitness* médio e do melhor indivíduo é apresentada na figura 4.18. O melhor indivíduo, ao final das gerações, possui valor de *fitness* igual a 3,5, estabilizado na geração 10, que é equivalente a um valor teórico de VSWR de 1,11 ($|\Gamma| \approx -25,37$ dB), na frequência de ressonância 2,42 GHz. O impacto do torneio pode ser visto de maneira mais aparente na figura 4.18, onde o *fitness* médio da população sofre uma queda na geração 18, possivelmente causada pela eliminação de vários indivíduos com valor de *fitness* alto, e é mantido baixo até a geração 48, quando bons indivíduos são escolhidos para reprodução.

O melhor indivíduo da primeira geração e da última geração são apresentados nas figuras 4.19(a) e 4.19(b), respectivamente. Para uma melhor visualização das frequências inicialmente analisadas e para verificar outras frequências marginais ao intervalo inicial (2,3 - 2,5 GHz), o intervalo de frequên-

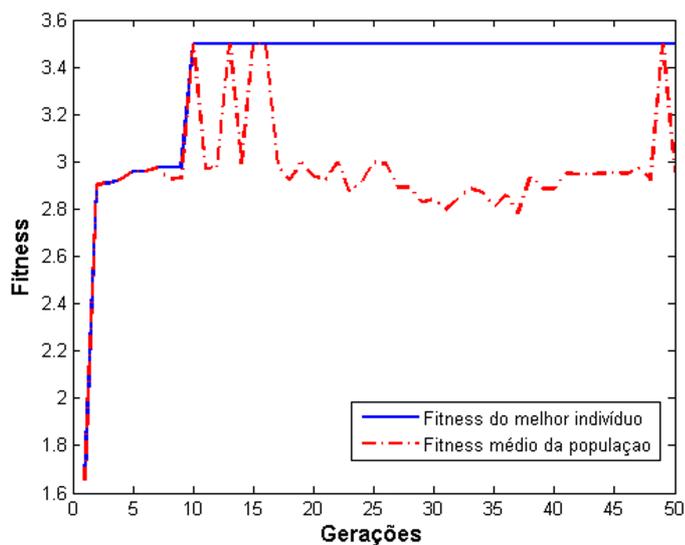
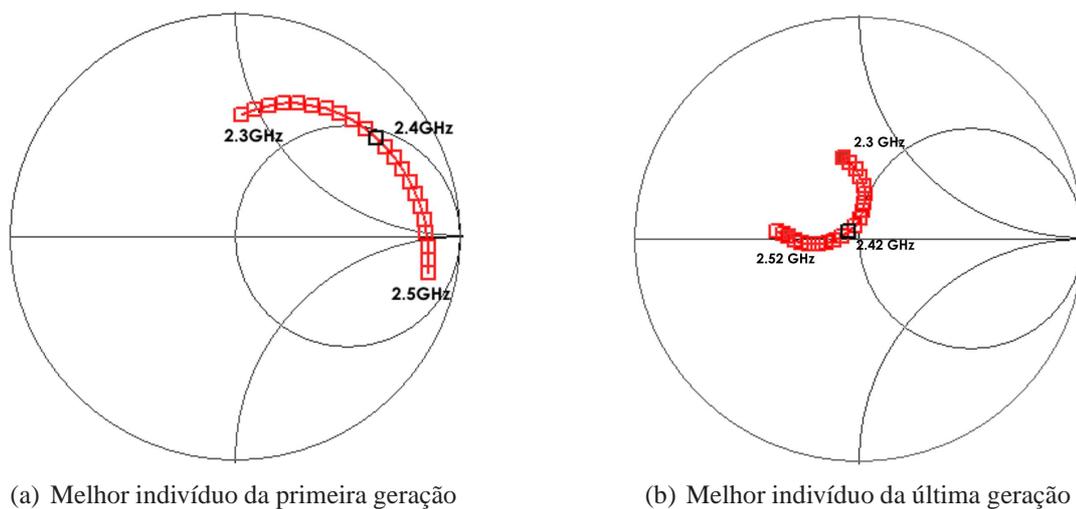


Fig. 4.18: Evolução da população durante as gerações.



(a) Melhor indivíduo da primeira geração

(b) Melhor indivíduo da última geração

Fig. 4.19: Diagrama de Smith do melhor indivíduo.

cias analisadas é aumentado, de 2,3 GHz até 2,55 GHz. Com isso, é possível verificar que existem frequências que não estavam sendo analisadas e que possuem $VSWR \leq 2$, como 2,52 GHz e 2,53GHz.

Observando-se o diagrama de Smith da figura 4.19(a), verifica-se que na frequência inicial 2,30 GHz e final 2,5 GHz, os valores de $VSWR$ são, respectivamente 1,958 ($|\Gamma| \approx -9,79$ dB) e 1,773 ($|\Gamma| \approx -11,10$ dB). O valor do *fitness* do melhor indivíduo alcança o ponto de otimalidade dessa função. Foi atribuído um peso maior para a frequência de projeto, ou seja, caso a frequência de projeto tenha valor de $VSWR \leq 2$, o termo responsável por essa frequência recebe valor de 1,5. Para

as frequências inicial e final, o valor recebido caso $VSWR \leq 2$ é igual a 1. Somando-se os termos, tem-se 3,5 como sendo o valor ótimo para essa função-objetivo.

É possível observar que a frequência de projeto e a frequência de melhor casamento do melhor indivíduo possuem uma diferença de 20 MHz. A largura de banda obtida é de 200 MHz (8,2%), compreendendo as frequências de 2,3 GHz até 2,5 GHz. Na frequência de ressonância, a eficiência calculada é de 69,7% com um ganho de 8,3 dBi.

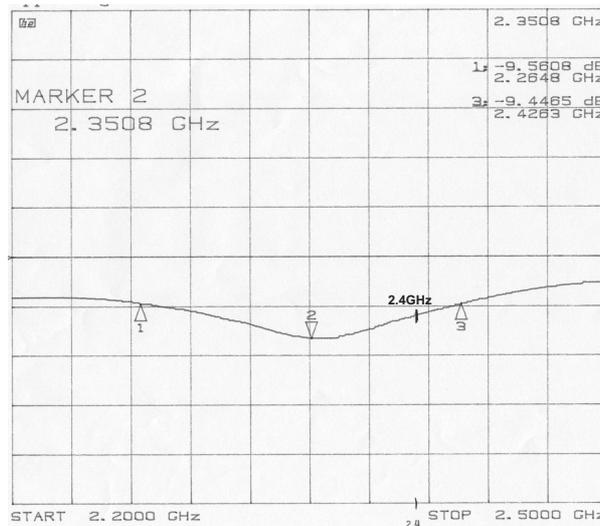


Fig. 4.20: Módulo do Coeficiente de reflexão medido (10 dB/div - referência 0 dB)

A medida do módulo do coeficiente de reflexão de entrada é mostrado na figura 4.20. Observa-se na frequência de 2,35 GHz (Ponto 2), valores na ordem de $-16,572$ dB ($VSWR \approx 1,35$) e largura de banda de aproximadamente 161,5 MHz (5,2%), compreendendo as frequências de 2,26 GHz, com valor na ordem de $-9,58$ dB ($VSWR \approx 1,98$), até 2,42 GHz, com valor na ordem de $-9,44$ dB ($VSWR \approx 2,01$). Observa-se aqui uma redução entre a largura de banda teórica (8,2%) para prática (5,2%). A frequência de ressonância também possui uma diferença de ≈ 70 MHz.

Nas figuras 4.21(a) e 4.21(b), são apresentados os diagramas de irradiação teórico e prático para o corte $\phi = 0^\circ$, na frequência de melhor casamento. O diagrama de irradiação prático possui bom resultado, e mostra a boa pureza da polarização linear, embora o diagrama de $E\phi$ apresente amplitudes mais elevadas para $\theta = \pm 60^\circ$.

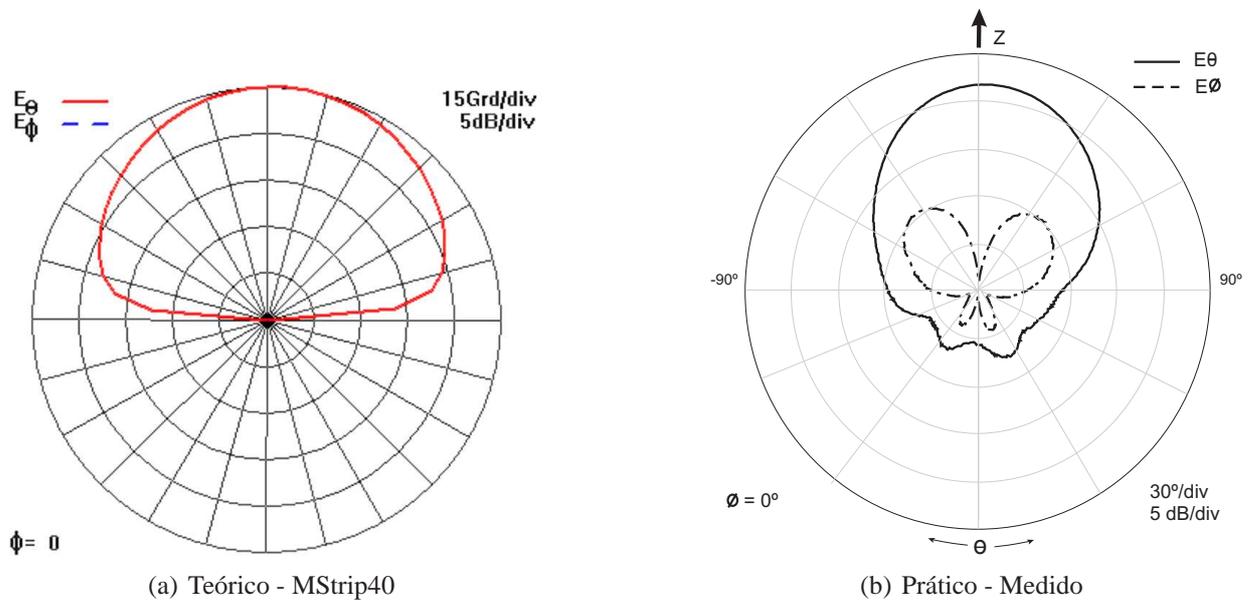


Fig. 4.21: Padrão de irradiação.

4.2.3 Experimento 3: Formato irregular

Na literatura, a otimização pela variação do formato do elemento irradiador já vem sendo explorada, através de métodos evolutivos, principalmente para alcançar uma faixa de operação maior ou gerar antenas que ressoem em intervalos de frequências distintas, como bandas duplas ou múltiplas bandas [Delabie et al., 1997, Johnson & Rahmat-Samii, 1999b, Choo et al., 2000, Choo & Ling, 2003]. Desta forma, não é uma idéia inovadora que está sendo proposta nesse experimento. No entanto, em todos esses trabalhos, a alimentação da antena é feita através de prova coaxial, o que permite maior liberdade ao algoritmo no espaço de formas. Somente em [Griffiths et al., 2006] os autores adotaram a alimentação por linha de microfita.

Esse experimento tem como objetivo verificar o impacto da retirada de metal, causando descontinuidades no elemento irradiador, gerando perturbações no padrão de irradiação e variações na largura de banda. A função-objetivo utilizada foi a mesma utilizada no experimento anterior, que leva em consideração as três frequências: inicial, final e de projeto como sendo a central nesse intervalo.

A combinação dos substratos foi a seguinte: para linha de alimentação, substrato do tipo GX-1200-55; para o elemento irradiador, substrato do tipo GX-0600-55; e o radome sendo do tipo GX-0300-55.

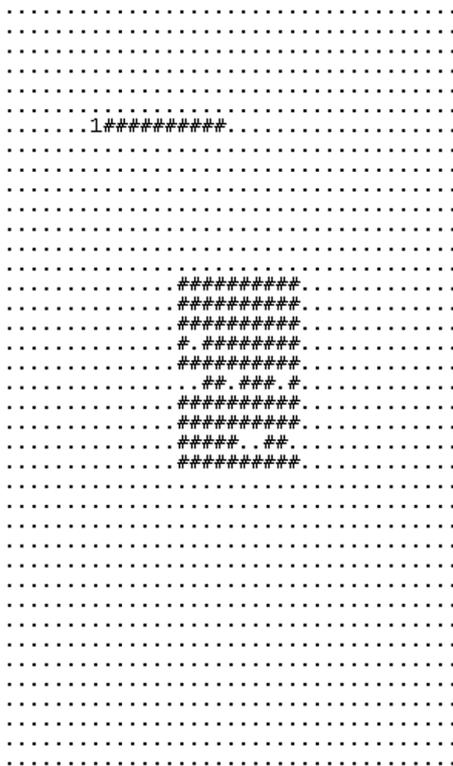
Para a parte binária de cada indivíduo da população inicial, retirou-se uma linha, escolhida alea-

toriamente, da grade que discretiza o elemento irradiador, com o intuito de tentar aumentar o número de elementos ausentes, representado por '0' no cromossomo. A resolução adotada foi de 10×10 segmentos e os parâmetros do algoritmo genético estão apresentados na tabela 4.5.

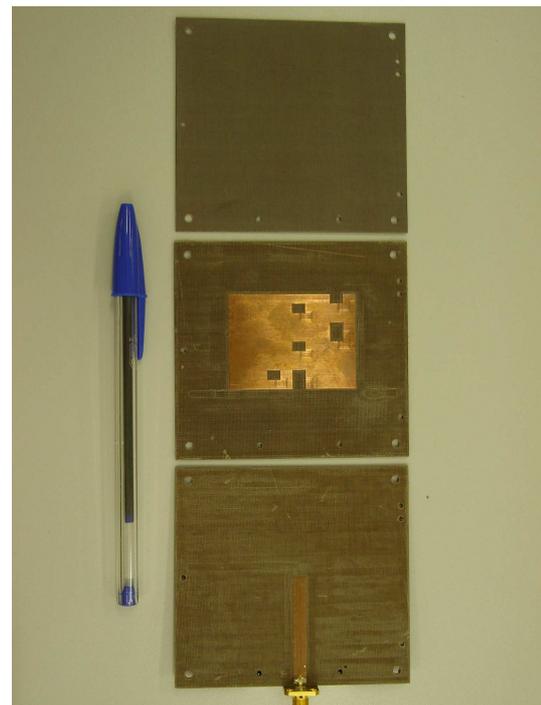
Tab. 4.5: Parâmetros utilizados no Algoritmo Genético - Experimento 3

Experimento	Parâmetros AG			
	Número de indivíduos	Número de gerações	pc	pm
3	20	30	0,7	0,05

Na figura 4.22(a), é apresentada a discretização da melhor solução encontrada, e na figura 4.22(b), o protótipo fabricado. A antena otimizada possui as seguintes dimensões: $W = 48,10$ mm; $L = 35,21$ mm; $L_L = 45,77$ mm; $W_L = 4,81$ mm e $Y_0 = 10,56$ mm. Nesse experimento, foram otimizados os parâmetros: W , L , L_L e Y_0 .



(a) Estrutura Discretizada



(b) Protótipo Fabricado

Fig. 4.22: Estrutura discretizada e protótipo fabricado.

A evolução do *fitness* médio e do melhor indivíduo é apresentada na figura 4.23. O melhor indi-

víduo, ao final das gerações, possui valor de *fitness* igual a 2,35 , estabilizado na geração 22, que é equivalente a um valor teórico de VSWR de 1,49 ($|\Gamma| \approx -14,03$ dB) na frequência de ressonância (2,4 GHz). Na figura 4.23, o *fitness* médio da população sofre quedas, devido à eliminação de bons indivíduos, ilustrando o impacto do torneio. Nesse experimento, foi atribuído o mesmo peso para todas as três frequências em questão, o que gera um valor ótimo para a função igual a 3.

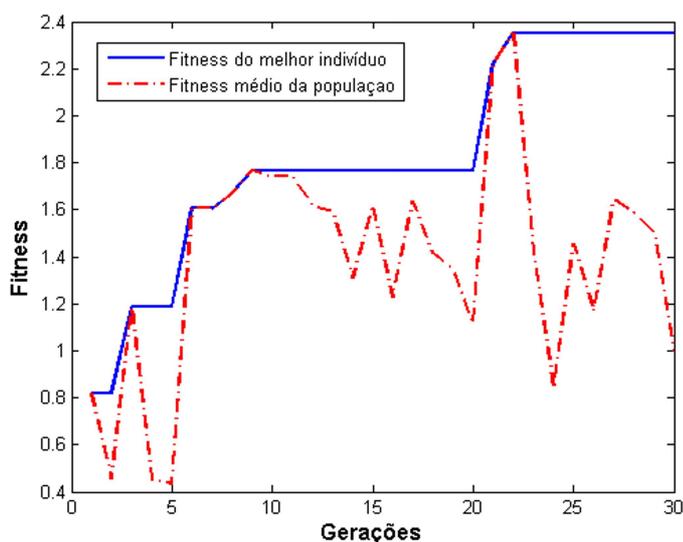
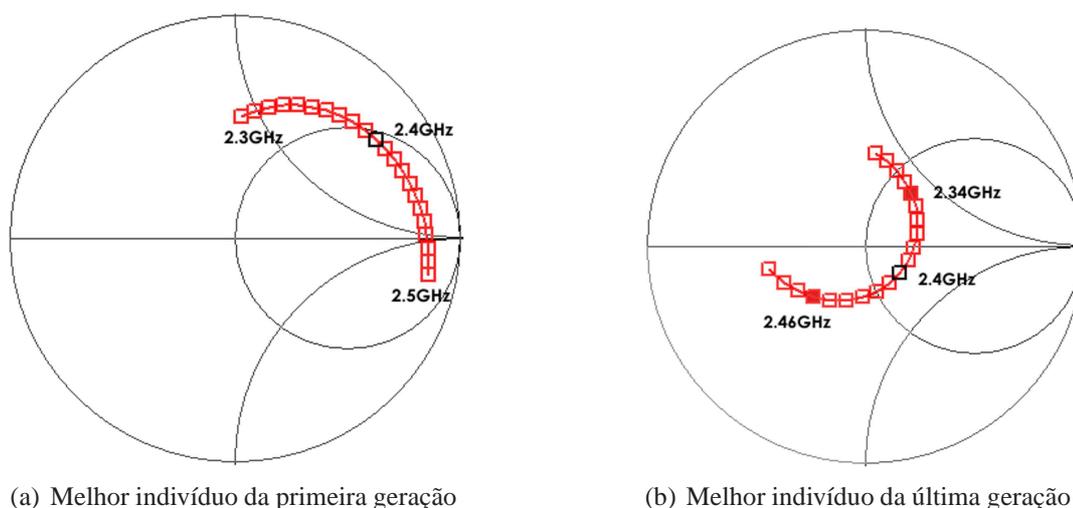


Fig. 4.23: Evolução da população durante as gerações.

O melhor indivíduo da primeira geração e da última geração são apresentados nas figuras 4.24(a) e 4.24(b), respectivamente.



(a) Melhor indivíduo da primeira geração

(b) Melhor indivíduo da última geração

Fig. 4.24: Diagrama de Smith do melhor indivíduo.

É possível notar que a frequência de melhor casamento do melhor indivíduo na última geração é a mesma da frequência de projeto. O algoritmo conseguiu manter a frequência de projeto com menor VSWR entre as frequências analisadas. O ganho teórico na frequência de ressonância foi de 8,4 dBi e eficiência de 76,9 %.

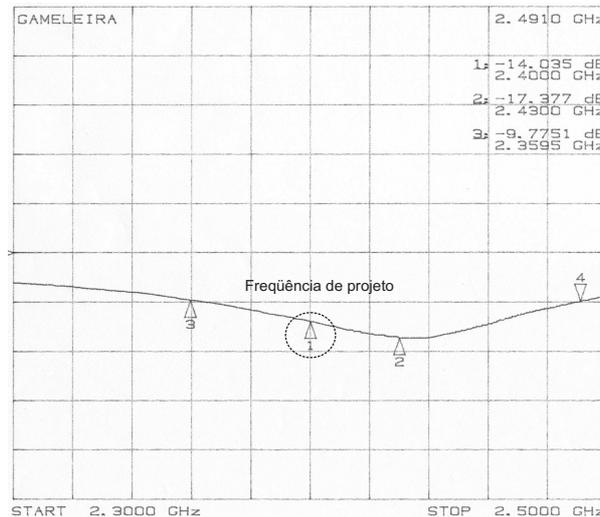


Fig. 4.25: Módulo do Coeficiente de reflexão medido (10 dB/div - referência 0 dB)

A medida do módulo do coeficiente de reflexão de entrada do protótipo implementado é mostrado na figura 4.25. A frequência de melhor casamento é em 2,43 GHz (Ponto 2) com o módulo do coeficiente de reflexão em torno de $-17,377$ dB. O ponto 1 indica a frequência de projeto: 2,4 GHz. Observa-se na frequência de 2,43 GHz (Ponto 2), valores do módulo do coeficiente de reflexão na ordem de $-17,98$ dB e largura de banda de aproximadamente 110 MHz (4,4%), compreendendo as frequências de 2,44 GHz até 2,55 GHz. Observa-se aqui a boa concordância entre os valores teóricos e práticos e largura de banda superior àquelas típicas de antenas de microfitas alimentadas com acoplamento eletromagnético com substrato de altura similar.

Na figuras 4.26(a) e 4.26(b) são apresentados os diagramas de irradiação teórico e prático para o corte $\phi = 0^\circ$. É possível observar o E_ϕ com nível mais elevado no diagrama teórico em relação aos experimentos anteriores. Repete-se o mesmo fato para o diagrama prático. Mesmo assim, a antena exibe boa pureza de polarização linear. O aumento da amplitude de E_ϕ pode ser causado pelas discontinuidades no elemento irradiador geradas pela otimização.

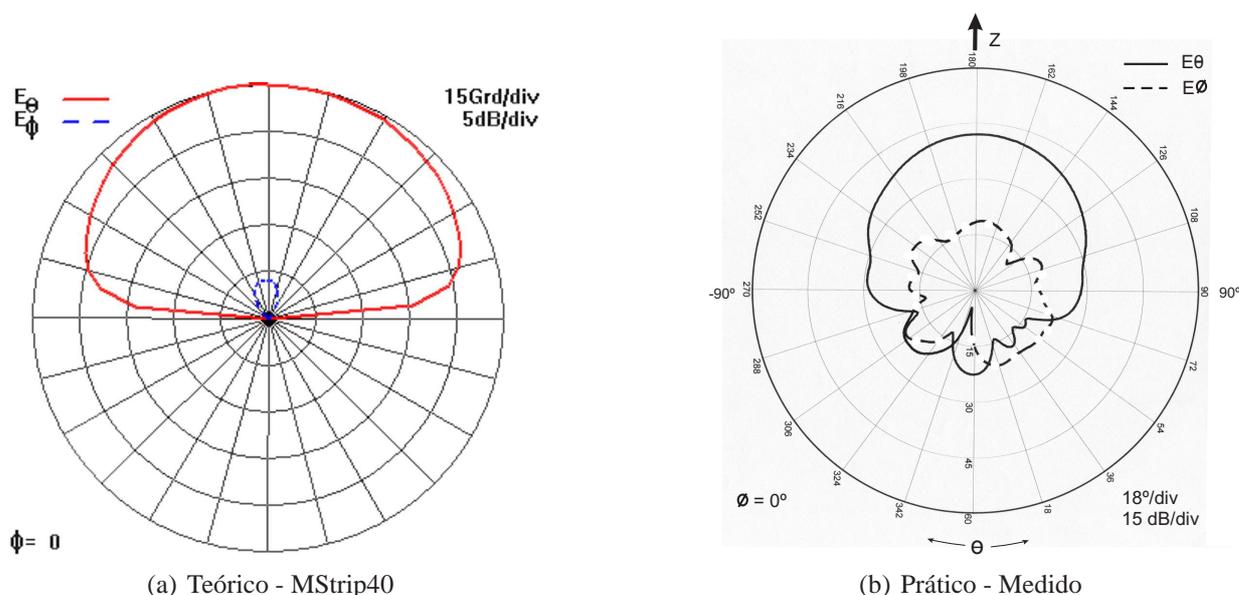


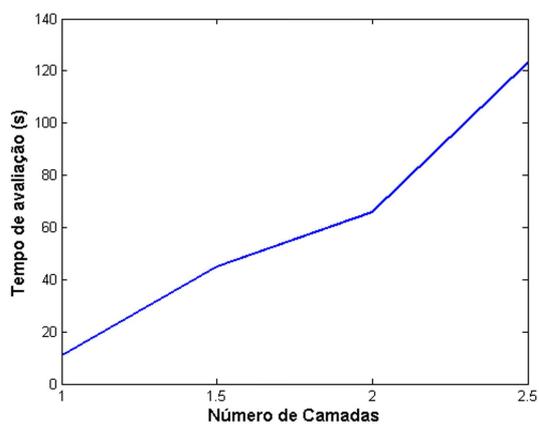
Fig. 4.26: Padrão de irradiação.

4.3 Tempo computacional

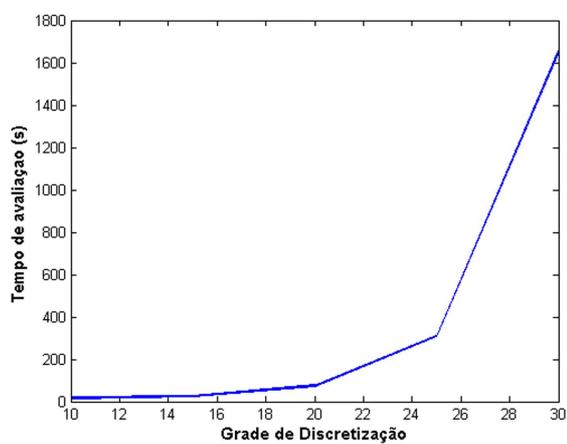
O cálculo dos critérios de desempenho de cada indivíduo da população é feito pelo software MStrip40. A obtenção desses valores é computacionalmente custosa e demanda um certo tempo para ser realizada, sendo esse o principal motivo para o número reduzido de indivíduos na população e de gerações adotado pelo algoritmo genético. No entanto, é possível notar nos experimentos que o valor de *fitness* dos melhores indivíduos estabiliza antes que o número de gerações estabelecido seja alcançado. Com isso, a definição do número de gerações entre 30 e 50 mostrou ser suficiente para que bons resultados fossem obtidos.

Na figura 4.27(a), é apresentado o impacto do número de camadas no tempo de avaliação da antena. Na figura 4.27(b) o tempo de avaliação da antena é confrontado com o número de segmentos utilizados para discretização de uma antena. Esses tempos estão em segundos e foram obtidos utilizando um PC com processador Pentium D, 3,4 GHz com 3,25 Gb de memória RAM.

Na figura 4.27(a), os valores 1,5 e 2,5 no eixo x , que representa o número de camadas, indicam estruturas que possuem radome.



(a) Impacto do número de camadas que compõem a antena no tempo de avaliação.



(b) Impacto da discretização no tempo de avaliação da antena.

Fig. 4.27: Análise do impacto da discretização e número de camadas sobre o tempo de avaliação

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

*Just remember, once you're over
the hill you begin to pick up speed.*

Arthur Schopenhauer

Resumo - Uma visão geral sobre a utilização do ambiente computacional e sua importância no apoio ao projeto de antenas é apresentada, seguida de comentários conclusivos. Trabalhos e pesquisas futuras com extensões ao ambiente computacional são então sugeridos.

O projeto de antenas de microfita é um tópico de grande importância em eletromagnetismo e envolve a definição simultânea de vários parâmetros físicos para alcançar valores ótimos para ganho, largura de banda, *VSWR*, dentre outros critérios de desempenho, sujeitos a restrições específicas. Métodos de tentativa e erro são ineficientes e dependentes principalmente da intuição e da experiência do projetista. Quando do projeto de estruturas mais complexas, como redes de antenas e circuitos de alimentação conjugados, é imprescindível o uso de métodos sofisticados de síntese e análise.

O ambiente computacional evolutivo desenvolvido nesse trabalho é responsável pela automatização desse processo de otimização, combinando um método numérico para análise das estruturas e um algoritmo genético. Foram considerados vários tipos de antenas e múltiplos critérios de desempenho e as melhores configurações obtidas para a antena de microfita, em cada caso, foram manufaturadas e

submetidas a testes de laboratório. Não só as especificações de projeto foram devidamente atendidas, como também houve coerência entre os resultados em simulação e aqueles vinculados ao dispositivo físico correspondente.

O aumento na qualidade das soluções e a redução no tempo de desenvolvimento de protótipos comercialmente válidos são os principais resultados advindos dessa proposta de projeto automático de antenas de microfita. Esta redução no tempo de desenvolvimento não implica que o software como um todo requer poucos recursos computacionais. Há uma elevada demanda por processamento e o tempo de conclusão dos projetos mais exigentes, aqueles empregando antenas com formato irregular do elemento irradiador, envolve horas de processamento em computadores pessoais com configurações de última geração.

Embora existam alguns softwares comerciais que recorrem às mesmas metodologias de projeto, o algoritmo evolutivo aqui proposto emprega uma codificação mais adequada e original. Conseqüentemente, permite o emprego de operadores genéticos mais eficazes e, possivelmente, é capaz de atender a requisitos de projeto mais exigentes, embora este último aspecto não chegou a ser devidamente analisado nos experimentos.

O módulo de análise das propostas de antena, denominado MStrip40, é o único que não foi desenvolvido pelo autor, embora tenha requerido esforços significativos na integração com os demais módulos envolvidos no projeto. Foram adotadas técnicas de projeto de software de tal modo que a extensão do ambiente computacional para incluir outras funcionalidades possa ser realizada sem a necessidade de modificações estruturais nos módulos principais do ambiente computacional.

5.1 Trabalhos Futuros

Existem algumas formas de estender o ambiente computacional desenvolvido neste trabalho. Podem-se dividir os trabalhos futuros em duas áreas de atuação: especificações físicas e otimização.

5.1.1 Especificações físicas

No tocante às especificações físicas, é possível principalmente aumentar os tipos de estruturas que podem ser otimizadas pelo ambiente. Porém, para que isso seja realizado, é necessário utilizar outro software de análise de antenas, já que o domínio do MStrip40 é restrito a antenas planares.

Outras extensões possíveis envolvem a criação de arranjos de antenas de microfita e inclusão de elementos parasitas, além da adoção de polarização circular. Todos os experimentos realizados neste trabalho empregaram polarização linear.

5.1.2 Otimização

Na área de otimização, a criação de heurísticas para alcançar determinados critérios de desempenho, como aumento da largura de banda, podem ser aliadas ao método existente como um tipo de busca local. Essa busca local deve ser interpretada como um refinamento de atributos da antena que não promovam alterações significativas em outros aspectos de projeto.

Em virtude do alto custo para se avaliar cada indivíduo da população do algoritmo genético, onde cada elemento é uma proposta de antena, podem ser propostas novas versões de algoritmos evolutivos que sabidamente requeiram um menor número de avaliação de indivíduos, como o emprego de população estruturada [Sareni & Krahenbuhl, 1998]. Outras frentes voltadas para esta mesma questão são a possibilidade de paralelizar o algoritmo genético [Alba & Tomassini, 2002] e a criação de modelos que possam fazer a predição de fitness (*fitness prediction*) [Buche et al., 2005].

Existem outras propostas de algoritmos populacionais de busca que podem ser empregados como alternativas ao algoritmo genético. Como candidatas, podem ser citadas colônia de formigas [Dorigo & Stützle, 2004] e estratégias evolutivas [Beyer, 1998]. Algoritmos evolutivos alternativos se mostram ainda mais relevantes caso se busque um novo enfoque para o projeto, o qual pode ser interpretado como um problema de otimização multi-objetivo [Deb, 2001], cuja solução envolve povoar uma fronteira de Pareto com configurações de antenas não-dominadas, no sentido de que não é possível melhorar um dos objetivos (critérios de desempenho) sem piorar algum outro. Com as múltiplas propostas de solução em pontos distintos da fronteira de Pareto, cabe ao projetista optar por aquela que melhor satisfaça suas expectativas.

Referências Bibliográficas

- [Alba & Tomassini, 2002] Alba, E. & Tomassini, M. (2002). Parallelism and evolutionary algorithms. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 6(5).
- [Babu et al., 1997] Babu, S.;Singh, I.; & Kumar, G. (1997). Improved linear transmission line model for rectangular, circular and triangular microstrip antennas. In *IEEE AP-S International Symposium Digest* (pp. 614–617).
- [Bäck et al., 2000a] Bäck, T.;Fogel, D. B.; & Michalewicz, Z., Eds. (2000a). *Evolutionary Computation 1: Basic Algorithms and Operators*. Bristol: Institute of Physics Publishing.
- [Bäck et al., 2000b] Bäck, T.;Fogel, D. B.; & Michalewicz, Z., Eds. (2000b). *Evolutionary Computation 2: Advanced Algorithms and Operators*. Bristol: Institute of Physics Publishing.
- [Bäck et al., 1997] Bäck, T.;Hammel, U.; & Schewefel, H.-P. (1997). Evolutionary computation: Comments on the history and current state. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 1(1).
- [Bahl & Bhartia, 1980] Bahl, I. & Bhartia, P. (1980). *Microstrip Antennas*. Artech House.
- [Balanis, 1997] Balanis, C. A. (1997). *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley Sons, second edition.
- [Barra et al., 2006] Barra, T. V.;Junqueira, C.; & Von Zuben, F. J. (2006). Evolutionary design of electromagnetic coupling broadband microstrip antenna. In *Proceedings of the XVI Brazilian Automation Conference* (pp. 3074–3079).
- [Beyer, 1998] Beyer, H.-G. (1998). *The Theory of Evolution Strategies*. Springer.

- [Blake, 1984] Blake, L. V. (1984). *Antennas*. Artech House.
- [Buche et al., 2005] Buche, D.;Schraudolph, N. N.; & Koumoutsakos, P. (2005). Accelerating evolutionary algorithms with gaussian process fitness function models. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics PART C: Applications and Reviews*, 35(2).
- [Carver, 1979] Carver, K. R. (1979). Practical analytical technique for the microstrip antenna. In *Workshop on Printed Circuit Antennas* (pp. 7.1–7.20).
- [Carver & Mink, 1981] Carver, K. R. & Mink, J. W. (1981). Microstrip antenna technology. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-29(1), 2–24.
- [Choo et al., 2000] Choo, H.;Hutani, A.;Trintinalia, L.; & Ling, H. (2000). Shape optimisation of broadband microstrip antennas using genetic algorithm. *IEE Electronics Letters*, 36(25), 2057–2058.
- [Choo & Ling, 2003] Choo, H. & Ling, H. (2003). Design of a broadband and a dual-band microstrip antennas on a high-dielectric substrate using genetic algorithm. *Microwave Antennas Propagation, IEE*, 150(3).
- [Cui et al., 2006] Cui, S.;Weile, D.; & Volakis, J. (2006). Novel planar electromagnetic absorber designs using genetic algorithms. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(6).
- [De Jong, 1975] De Jong, K. A. (1975). *An analysis of the behavior of a class of genetic adaptive systems*. PhD thesis, University of Michigan.
- [Deb, 2001] Deb, K. (2001). *Multi-Objective Optimization using Evolutionary Algorithms*. John Wiley & Sons.
- [Delabie et al., 1997] Delabie, C.;Villegas, M.; & Picon, O. (1997). Creation of new shapes for resonant microstrip structures by means of genetic algorithms. *Electronics Letters*, 33(18), 1509–1510.
- [Deschamps, 1953] Deschamps, G. (1953). Microstrip microwave antennas. In *The Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program*.

- [Diniz & da Silva Lacava, 1986] Diniz, A. B. & da Silva Lacava, J. C. (1986). Teoria básica de antenas. Notas de aula - ITA.
- [Dorigo & Stützle, 2004] Dorigo, M. & Stützle, T. (2004). *Ant Colony Optimization*. The MIT Press.
- [Drabowitch et al., 1998] Drabowitch, S.;Papiernik, A.;Griffiths, H.;Encinas, J.; & Smith, B. L. (1998). *Modern Antennas*. Chapman & Hall.
- [Fogel & Ghozeil, 1997] Fogel, D. B. & Ghozeil, A. (1997). A note on representations and variation operators. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 1(2), 159–161.
- [Fogel et al., 1966] Fogel, L. J.;Owens, A. J.; & Walsh, M. J. (1966). *Artificial Intelligence through Simulated Evolution*. John Wiley.
- [Forrest, 1993] Forrest, S. (1993). What makes a problem hard for a genetic algorithm? some anomalous results and their explanation. *Machine Learning*, (3).
- [Gao, 2003] Gao, Y. (2003). Population size and sampling complexity in genetic algorithms. In *Proceedings of the Bird of a Feather Workshops(GECCO2003)—Learning, Adaptation, and Approximation in Evolutionary Computation*.
- [Garg, 1996] Garg, V. K. e Wilkes, J. E. (1996). *Wireless Personal Communications Systems*. Prentice Hall.
- [Garg et al., 2001] Garg, R.;Bhartia, P.;Bahl, I.; & Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House.
- [Glover & Kochenberger, 2003] Glover, F. W. & Kochenberger, G. A. (2003). *Handbook of metaheuristics*. Hardcover.
- [Goldberg, 1989] Goldberg, D. E. (1989). *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*. New York: Addison-Wesley.
- [Goldberg, 1991] Goldberg, D. E. (1991). Real-coded genetic algorithms, virtual alphabets and blocking. *Complex Systems*, (5).

- [Goldberg & Deb, 1991] Goldberg, D. E. & Deb, K. (1991). A comparative analysis of selection schemes used in genetic algorithms. In G. J. E. Rawlins (Ed.), *Foundations of Genetic Algorithms*. San Mateo, CA: Morgan Kaufmann.
- [Griffiths et al., 2006] Griffiths, L.; Furse, C.; & Chung, Y. (2006). Broadband and multiband antenna design using the genetic algorithm to create amorphous shapes using ellipses. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(10).
- [Gupta et al., 1981] Gupta, K. C.; Garg, R.; & Chadha, R. (1981). *Computer-aided design of microwave circuits*. Artech, first edition.
- [Holland, 1975] Holland, J. H. (1975). *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. Ann Arbor: University of Michigan Press.
- [Howell, 1972] Howell, J. Q. (1972). Microstrip antennas. *IEEE AP-S Int. Symp. Digest*, (pp. 177–180).
- [IEEE, 1993] IEEE (1993). Ieee standard definitions of terms for antennas.
- [Jackson & Alexopoulos, 1991] Jackson, D. R. & Alexopoulos, N. G. (1991). Simple approximate formulas for input resistance, bandwidth, and efficiency of a resonant rectangular patch. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 39(3), 407–410.
- [Jackson et al., 1997] Jackson, D. R.; Long, S. A.; Williams, J. T.; & Davis, V. B. (1997). Computer-aided design of rectangular microstrip antennas. In K. L. Lee & W. Chen (Eds.), *Advances in Microstrip and Printed Antennas* (pp. 223–270). Wiley-Interscience.
- [James & Hall, 1989] James, J. R. & Hall, P. S. (1989). *Handbook of Microstrip Antenna*. Peter Peregrinus.
- [Johnson & Rahmat-Samii, 1999a] Johnson, J. M. & Rahmat-Samii, Y. (1999a). Genetic algorithms and method of moments (ga/mom) for the design of integrated antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 47(10).

- [Johnson & Rahmat-Samii, 1999b] Johnson, J. M. & Rahmat-Samii, Y. (1999b). An introduction to genetic algorithms. In Y. Rahmat-Samii & E. Michielssen (Eds.), *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, Microwave and Optical Engineering chapter 1, (pp. 1–27). New York: Wiley - Interscience, first edition.
- [Koza, 1992] Koza, J. R. (1992). *Genetic Programming*. MIT Press.
- [Kumar & Ray, 2003] Kumar, G. & Ray, K. P. (2003). *Broadband Microstrip Antenna*. Artech House.
- [Linden & Altshuler, 1996] Linden, D. S. & Altshuler, E. E. (1996). Automating wire antenna design using genetic algorithms. *Microwave Journal*, 39(3), 74–86.
- [Lotfi & Kashani, 2004] Lotfi, A. A. & Kashani, F. (2004). Bandwidth optimization of the e-shaped microstrip antenna using the genetic algorithm based on fuzzy decision making. In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 3.
- [Lu et al., 2000] Lu, Y.; Cai, X.; & Gao, Z. (2000). Optimal design of special corner reflector antennas by the real-coded genetic algorithm. In *Microwave Conference, Asia Pacific* (pp. 1457–1460).
- [Marcano et al., 1995] Marcano, D.; Duran, F.; & Chang, D. (1995). Synthesis of multiple beam linear antenna arrays using genetic algorithms. In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 2 (pp. 938–941). Newport Beach.
- [Michalewicz, 1996] Michalewicz, Z., Ed. (1996). *Genetic Algorithms + Data Structures = Evolution Programs*. Springer.
- [Michalewicz & Fogel, 2000] Michalewicz, Z. & Fogel, D. B. (2000). *How to solve It: Modern Heuristics*. Springer.
- [Miller & Goldberg, 1996] Miller, B. L. & Goldberg, D. E. (1996). Genetic algorithms, tournament selection, and the effect of noise. *Complex Systems*, (9).
- [Milligan, 1985] Milligan, T. A. (1985). *Modern Antenna Design*. McGraw-Hill.

- [Mitilineos & Capsalis, 2005] Mitilineos, S. & Capsalis, C. (2005). On array failure mitigation using genetic algorithms and a priori joint optimization. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*.
- [Munson, 1974] Munson, R. E. (1974). Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 22(1), 74–78.
- [Newman & Tulyathan, 1981] Newman, E. H. & Tulyathan, P. (1981). Analysis of microstrip antennas using method of moments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-29(1), 47–53.
- [Pozar, 1992] Pozar, D. M. (1992). Microstrip antennas. In *IEEE Proceedings*, volume 80 (pp. 79–91).
- [Pozar & Schaubert, 1995] Pozar, D. M. & Schaubert, D. H. (1995). *Microstrip antennas*. New York: IEEE Press.
- [Rahmat-Samii & Michielssen, 1999] Rahmat-Samii, Y. & Michielssen, E. (1999). *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*. Wiley - Interscience.
- [Rao, 1996] Rao, S. S. (1996). *Engineering Optimization: Theory and Practice*. Wiley-Interscience.
- [Richards, 1988] Richards, W. F. (1988). Microstrip antennas. In Y. T. Lo & S. W. Lee (Eds.), *Antenna Handbook - Theory, Applications and Design*. Van Nostrand Reinhold Company.
- [Sareni & Krahenbuhl, 1998] Sareni, B. & Krahenbuhl, L. (1998). Fitness sharing and niching methods revisited. *IEEE TRANSACTIONS ON EVOLUTIONARY COMPUTATION*, 2(3).
- [Schwefel, 1981] Schwefel, H. P. (1981). *Numerical Optimization for Computer Models*. John Wiley.
- [Schwefel, 2000] Schwefel, H.-P. (2000). Advantages (and disadvantages) of evolutionary computation over other approaches. In *Evolutionary Computation I: Basic Algorithms and Operators* chapter 3, (pp. 20–23).
- [Splitt, 1993] Splitt, G. (1993). *Efficient Numerical Techniques for the analysis of complex Microstrip Antennas and arrays*. PhD dissertation, European Space Agency-TT-1259.

- [Splitt, 2001] Splitt, G. (2001). User manual mstrip40. <http://www.e-technik.fh-kiel.de/splitt/html/Manual/Manual.htm>.
- [Storn & Price, 1995] Storn, R. & Price, K. (1995). *Differential Evolution - a Simple and Efficient Adaptive Scheme for Global Optimization over Continuous Space*. Technical report, Berkeley.
- [Stutzman & Thiele, 1998] Stutzman, W. L. & Thiele, G. A. (1998). *Antenna Theory and Design*. John Wiley Sons.
- [Villegas et al., 2004] Villegas, F. J.;Cwik, T.;Rahmat-Samii, Y.; & Manteghi, M. (2004). A parallel electromagnetic genetic-algorithm optimization (ego) application for patch antenna design. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(9).
- [Weile et al., 1996] Weile, D.;Michielssen, E.; & Boag, A. (1996). Optimization of broad-band loaded wire antennas in real environments using genetic algorithms. In *Proceedings 12th Ann. Rev. Progress Appl. Computat. Eletromagn.* (pp. 726–733).
- [Weile & Michielssen, 1997] Weile, D. S. & Michielssen, E. (1997). Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: A review. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 45(3).
- [Wilde & Papalambros, 2000] Wilde, D. J. & Papalambros, P. Y. (2000). *Principles of Optimal Design: Modeling and Computation*. Cambridge University Press.
- [Wolf, 1967] Wolf, E. A. (1967). *Antenna Analysis*. John Wiley & Sons.
- [Wu & Wong, 1999] Wu, C.-K. & Wong, K.-L. (1999). Broadband microstrip antenna with directly coupled and parasitic patches. *Microwave and Optical Technology Letters*, 22(5).
- [Yan & Lu, 1997] Yan, K. & Lu, Y. (1997). Sidelobe reduction in array-pattern synthesis using genetic algorithms. *Transactions Antennas and Propagation, IEEE*, 45(7), 1117–1122.

Índice Remissivo de Autores

- Alba, Enrique 79
- Alexopoulos, N. G. 12, 59
- Altshiler, E. E. 35
- Babu, S. 25
- Bäck, T. 32, 43
- Bahl, I. 7, 11, 16, 17, 20, 23, 24, 26, 28, 29, 59, 62
- Bahl, I.J. 11, 12, 93
- Balanis, Constantine A. xvii, 3, 14, 16–20, 22, 24, 27, 59, 62, 63
- Barra, Tiago V. 48
- Beyer, Hans-Georg 79
- Bhartia, P. 7, 11, 12, 16, 17, 20, 23, 24, 26, 28, 29, 59, 62, 93
- Blake, L. V. 3, 13, 16
- Boag, A. 35
- Buche, Dirk 79
- Cai, Xiaofeng 46
- Capsalis, C.N 35
- Carver, K. R. 46, 54, 59, 93
- Carver, Keith R. 12
- Chadha, Rakesh 54, 94
- Chang, D. 6
- Choo, H. 47, 71
- Chung, Y.C. 47, 71
- Cui, S. 35
- Cwik, Tom 35
- da Silva Lacava, J. C. 17
- Davis, Vickie B. 93
- De Jong, K. A. 43
- Deb, K. 42
- Deb, Kalyanmoy 79
- Delabie, C. 71
- Deschamps, G.A. 9
- Diniz, A. B. 17
- Dorigo, Marco 79
- Drabowitch, S. 3, 11, 24, 59
- Duran, F. 6
- Encinas, J. 3, 11, 24, 59
- Fogel, D. B. 38
- Fogel, David B. 32, 33, 37, 38, 40
- Fogel, L. J. 32, 38

- Forrest, Stephanie 35
- Furse, C. 47, 71
- Gao, Yong 41
- Gao, Ziyu 46
- Garg, J. E., V. K. e Wilkes 10
- Garg, R. 7, 11, 16, 17, 20, 23, 24, 26, 28, 29, 59, 62
- Garg, Ramesh 54, 94
- Ghozeil, A. 38
- Glover, Fred W. 33, 34
- Goldberg, D. E. 5, 32, 33, 37, 40–42
- Goldberg, David E. 38, 41
- Griffiths, H. 3, 11, 24, 59
- Griffiths, L.A. 47, 71
- Gupta, K. C. 54, 94
- Hall, P. S. 10, 25
- Hammel, Ulrich 32, 43
- Holland, J. H. 32, 37, 40
- Howell, J. Q. 9
- Hutani, A. 47, 71
- IEEE 3
- Ittipiboon, A. 7, 11, 16, 17, 20, 23, 24, 26, 28, 29, 59, 62
- Jackson, D. R. 12, 59
- Jackson, David R. 93
- James, J. R. 10, 25
- Johnson, J. Michael 40, 47, 71
- Junqueira, Cynthia 48
- Kashani, F.H. 35
- Kochenberger, Gary A. 33, 34
- Koumoutsakos, Petros 79
- Koza, J. R. 32
- Krahenbuhl, L. 79
- Kumar, G. 25
- Kumar, Girish 24, 25, 27, 62
- Linden, D. S. 35
- Ling, H. 47, 71
- Long, Stuart A. 93
- Lotfi, A. A. 35
- Lu, Y. 46
- Lu, Yilong 46
- Manteghi, Majid 35
- Marcano, D. 6
- Michalewicz, Z. 32, 33, 37, 38, 40
- Michielssen, E. 35
- Michielssen, Eric 33, 35, 36, 43, 66
- Miller, B. L. 41
- Milligan, T. A. 17
- Mink, James W. 12
- Mitilineos, S.A. 35
- Munson, R. E. 9, 12, 21
- Newman, E. H. 28
- Owens, A. J. 32, 38
- Papalambros, Panos Y. 5
- Papiernik, A. 3, 11, 24, 59

- Picon, O. 71
- Pozar, D. M. 11, 28, 62
- Price, Kenneth 32
- Rahmat-Samii, Y. 40, 71
- Rahmat-Samii, Yahya 33, 35, 36, 43, 47, 66
- Rao, Singiresu S. 5, 32
- Ray, K. P. 24, 25, 27, 62
- Richards, William F. 11, 24, 25, 27
- Sareni, B. 79
- Schaubert, D. H. 11, 62
- Schewefel, Hans-Paul 32, 43
- Schraudolph, Nicol N. 79
- Schwefel, H. P. 32, 38
- Schwefel, Hans-Paul 35
- Singh, I. 25
- Smith, Bradford L. 3, 11, 24, 59
- Splitt, Georg 7, 52–54, 97
- Storn, Rainer 32
- Stützle, Thomas 79
- Stutzman, W. L. 2–4, 14, 24, 28, 93
- Thiele, G. A. 2–4, 14, 24, 28, 93
- Tomassini, Marco 79
- Trintinalia, L.C. 47, 71
- Tulyathan, P. 28
- Villegas, Frank J. 35
- Villegas, M. 71
- Volakis, J.L. 35
- Von Zuben, Fernando J. 48
- Walsh, M. J. 32, 38
- Weile, Daniel S. 35
- Weile, D.S. 35
- Wilde, Douglas James 5
- Williams, Jeffery T. 93
- Wolf, Edward A. 3, 17
- Wong, Kin-Lu 62
- Wu, Chun-Kun 62
- Yan, K. 46

Apêndice A

Métodos Numéricos

As equações apresentadas nesse apêndice foram utilizadas para obtenção dos parâmetros da antena que é tomada como modelo para geração da população inicial nos algoritmos evolutivos. Entre eles, estão o comprimento (lado ressonante) e largura do elemento irradiador (lado não ressonante), e a sobreposição do elemento irradiador sobre a linha de alimentação no caso de acoplamento eletromagnético. Algumas dessas equações utilizadas são provenientes do modelo de expansão modal [Carver, 1979].

As equações a seguir encontram-se em [Carver, 1979, Bahl & Bhartia, 1980, Jackson et al., 1997, Stutzman & Thiele, 1998], sendo f_p a frequência de projeto, f_r a frequência de ressonância, h a altura do substrato, ϵ_r a permissividade relativa e ϵ_e a permissividade efetiva do substrato.

Lado Não Ressonante:

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (\text{A.1})$$

Lado Ressonante:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta_L \quad (\text{A.2})$$

Utilizou-se também a seguinte equação em alguns experimentos, para observação da condição inicial:

$$L \approx 0,49\lambda_d = 0,49 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (\text{A.3})$$

Constante dielétrica efetiva:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10h}{W} \right]^{-1/2} \quad (\text{A.4})$$

Comprimento Efetivo (Δ_L):

$$\Delta_L = 0.412 \left[\frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \right] \left[\frac{\frac{W}{h} + 0.262}{\frac{W}{h} + 0.813} \right] \quad (\text{A.5})$$

Campo de Franja:

$$franja = \frac{\Delta_L}{h} \quad (\text{A.6})$$

Comprimento de onda no espaço livre:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_p} \quad (\text{A.7})$$

Susceptância da parede (mhos)

$$B_w = 0.01668 \frac{c}{f_p} \frac{W}{\lambda_0} \epsilon_e \quad (\text{A.8})$$

Condutância da parede (mhos)

$$G_w = 0.00836 \frac{W}{\lambda_0} \quad (\text{A.9})$$

Para o cálculo da linha de alimentação utilizou-se, as equações de [Gupta et al., 1981]:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \quad (\text{A.10})$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (\text{A.11})$$

Se $A > 1,52$ então:

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (\text{A.12})$$

Se $A \leq 1,52$ então:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (\text{A.13})$$

Apêndice B

Software de Análise - MStrip40

O programa MultiStrip é escrito para analisar e projetar antenas multicamadas com formatos arbitrários sob múltiplas camadas dielétricas. A solução é feita por uma rigorosa solução de integrais via método de Galerkin (Método dos Momentos) e utilizando as funções de Green. Com isso, todos os efeitos relevantes como radiação, ondas de superfície no substrato e perdas dielétricas são levadas em consideração. O programa foi inicialmente escrito para antenas de microfita mas é também capaz de tratar com estruturas de microfita com múltiplas camadas e formatos arbitrários [Splitt, 2001].

Esses métodos rigorosos tem sido freqüentemente restritos a *mainframes* ou no mínimo a poderosas estações de trabalho. No entanto, atualmente já é possível fazer essas análises em computadores pessoais porém com certa demanda de tempo. A tela principal do programa é apresentada na figura B.1.

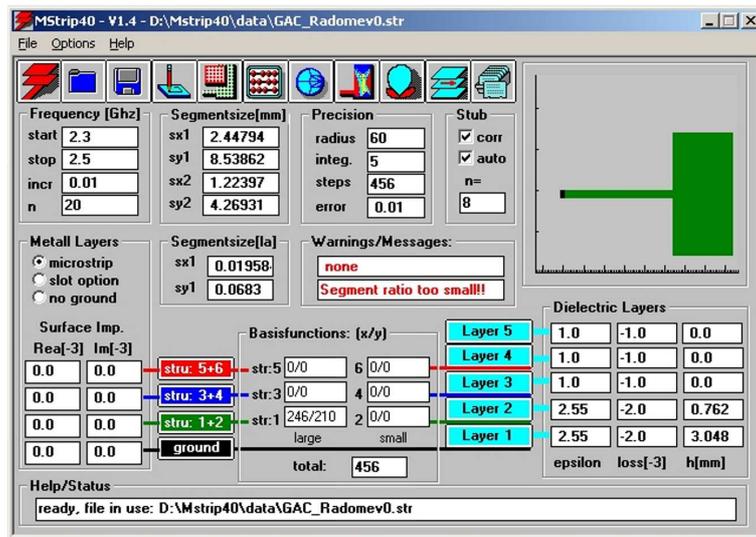
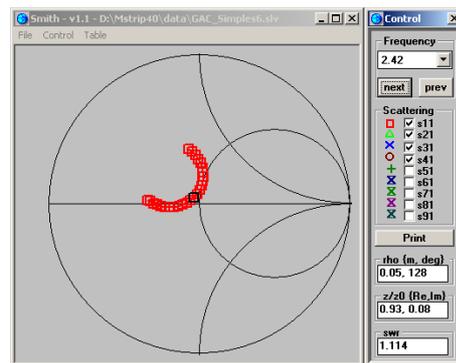


Fig. B.1: Tela principal do software de análise de antenas - MStrip40.

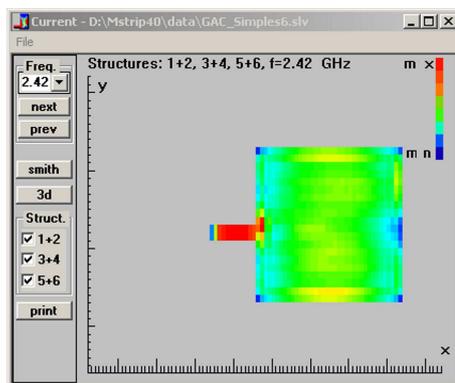
DEM01 Microstrip antenna with an edge coupled feed, for comparison with measurement see reference [2] or [3, p. 77].

FREQU.	START	STOP	INCREM.	POINTS	(FREQUENCY IN GHZ)	
	2.400000!	2.600000!	0.010000!	21.000000!		
LAYER	NR.	DIELEC.	LOSSES	HEIGHT	RE(ZS)	IM(ZS)
LAYER	1.000000!	2.550000!	-2.000000!	3.048000!	0.000000!	0.000000!
LAYER	2.000000!	1.000000!	-1.000000!	0.000000!	0.000000!	0.000000!
LAYER	3.000000!	1.000000!	-1.000000!	0.000000!	0.000000!	0.000000!
LAYER	4.000000!	1.000000!	-1.000000!	0.000000!	0.000000!	0.000000!
LAYER	5.000000!	1.000000!	-1.000000!	0.000000!	0.000000!	0.000000!
SEGMENT	NR.	Sx(MM)	Sy(MM)	NO USE	NO USE	NO USE
GROUND	0.000000!	0.000000!	0.000000!			
PRECIS	1.000000!	20.000000!				
ITERAT	0.010000!	2.				
STRUKTU	NUMBER	NOT IN	NOT IN	NOT IN	NOT IN	NOT IN
	OF STRU.	USE	USE	USE	USE	USE
	1.					

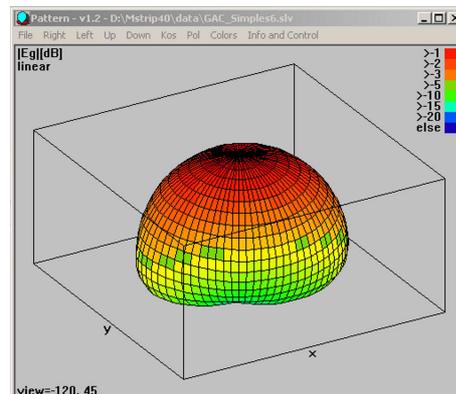
(a) Arquivo de configuração str



(b) Diagrama de Smith.



(c) Fluxo de Corrente.



(d) Padrão de irradiação em três dimensões

Fig. B.2: Tipos de análise feitas pelo MStrip40.