



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ANÁLISE NEUROCOMPUTACIONAL DE ANTENAS DE MICROFITA MULTIBANDA PARA SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

WELLINGTON CANDEIA DE ARAUJO

Orientador: Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça

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

Natal, RN, Agosto de 2007

Divisão de Serviços Técnicos
Catalogação da Publicação na Fonte. UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede

Araujo, Wellington Candeia de.

Análise neurocomputacional de Antenas de microfita multibanda para sistemas de comunicação sem fio / Wellington Candeia de Araujo. – Natal, RN, 2007.

61 f. : il.

Orientador : Laércio Martins de Mendonça.

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

1. Antena – Dissertação. 2. Antena de microfita – Dissertação. 3. Multibanda – Dissertação. 4. Freqüência de ressonância – Dissertação. 5. Rede neural – Dissertação. 6. Comunicação sem fio – Dissertação. I. Mendonça, Laércio Martins de. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67(043.3)

ANÁLISE NEUROCOMPUTACIONAL DE ANTENAS DE MICROFITA MULTIBANDA PARA SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

WELLINGTON CANDEIA DE ARAUJO

Dissertação de Mestrado aprovada em 10 de agosto de 2007 pela banca examinadora composta dos seguintes membros:

Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça (Orientador) DEE/UFRN

Prof. Dr. José de Ribamar Silva Oliveira (Membro Externo) CEFET/RN

Prof. Dr. Sandro Gonçalves da Silva DEE/UFRN

Prof. Dr. Ronaldo de Andrade Martins DEE/UFRN

Aos meus Pais, Adelma e José.

Agradecimentos

Agradeço a Deus pelas oportunidades e experiências, sempre em evolução.

Aos meus pais pela compreensão, força e sempre motivação durante todo esse tempo.

Aos meus irmãos pelo companheirismo sempre, mesmo com a distância.

Ao meu orientador, Professor Laércio Martins de Mendonça, sou grato pela participação efetiva nesse trabalho com sua orientação e conhecimento.

Ao Professor Ronaldo Martins pelos conselhos, paciência e ajuda nas medições de laboratório.

Aos Professores Adaildo e Everton por me ajudarem no mestrado com idéias e sugestões.

Ao meu grande amigo Diego Ângelo, Thaíssa e Erione por terem me acolhido no difícil começo e pela grande amizade e apoio sempre presentes.

Ao meu também grande amigo Geraldo Júnior pela amizade.

Aos meus amigos Renato César e Ronny Miron pelos proveitosos dias que passamos no mesmo apartamento.

Aos meus amigos Henrique e Talles pela amizade e companhia nos laboratórios.

A todos colegas e amigos do PPgEEC, que de alguma forma contribuíram para esse trabalho.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Resumo

Esta dissertação apresenta um estudo dos procedimentos de implementação para a caracterização de antenas *patch* de microfita multibanda empregadas em sistemas de comunicações sem fio. Uma rede neural artificial do tipo *perceptron* multicamada é empregada para localizar as bandas de frequências operacionais da antena para diferentes configurações geométricas. A antena é projetada, simulada e testada em laboratório. Os resultados obtidos são comparados a fim de validar o desempenho dos protótipos que resultou numa boa concordância em termos métricos. Os procedimentos neurocomputacionais desenvolvidos podem ser estendidos a outras estruturas eletromagnéticas de sistemas de comunicações sem fio.

Palavras-chaves: Antena de microfita, multibanda, frequência de ressonância, rede neural, comunicação sem fio.

Abstract

This work presents a study of implementation procedures for multiband microstrip patch antennas characterization, using on wireless communication systems. An artificial neural network multilayer *perceptron* is used to locate the bands of operational frequencies of the antenna for different geometrics configurations. The antenna is projected, simulated and tested in laboratory. The results obtained are compared in order to validate the performance of archetypes that resulted in a good one agreement in metric terms. The neurocomputational procedures developed can be extended to other electromagnetic structures of wireless communications systems.

Word-keys: Microstrip antenna, multiband, resonant frequency, neural network, wireless communication.

Sumário

RESUMO.....	6
ABSTRACT	7
LISTA DE FIGURAS.....	10
LISTA DE TABELAS.....	12
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS.....	13
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	14
1.1 - MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA.....	14
1.2 - ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	15
CAPÍTULO 2.....	16
ANTENAS DE MICROFITA.....	16
2.1 - ESTRUTURA DA ANTENA.....	16
2.2 - VANTAGENS E LIMITAÇÕES	18
2.3 - CARACTERÍSTICAS DAS ANTENAS	18
2.3.1 - Diagrama de Radiação	19
2.3.2 - Ganho e Diretividade.....	19
2.3.3 - Impedância de Entrada	21
2.3.4 - VSWR.....	21
2.3.5 - Largura de Banda	22
2.3.6 - Polarização.....	23
2.3.7 - Substratos	24
CAPÍTULO 3.....	26

MÉTODOS DE MINIATURIZAÇÃO	26
3.1 - MINIATURIZAÇÃO	26
3.2 - PRINCIPAIS FORMAS DE MINIATURIZAÇÃO	27
3.3 - MODELOS DE ANTENAS	27
3.4 - CONSIDERAÇÕES DE PROJETO	30
CAPÍTULO 4	32
REDES NEURAIS ARTIFICIAIS	32
4.1 - INTRODUÇÃO	32
4.2 - MODELO DO NEURÔNIO	32
4.3 - REDES MLP	34
4.4 - TREINAMENTO DAS REDES MLP	36
CAPÍTULO 5	40
APLICAÇÃO DAS REDES NEURAIS	40
5.1 – INTRODUÇÃO	40
5.2 - MODELAGEM DE ANTENAS DE MICROFITA TIPO E	40
5.3 - MODELAGEM DE ANTENAS DE MICROFITA COM FENDA QUADRADA	47
5.4 - MODELAGEM DE ANTENAS DE MICROFITA COM SETE FENDAS	52
CAPÍTULO 6	58
CONCLUSÕES	58
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	59

Lista de Figuras

Figura 2.1: Antena de microfita do tipo <i>patch</i>	17
Figura 2.2: Formas geométricas mais comuns dos <i>patches</i> das antenas.	17
Figura 2.3: Polarização. (a) Onda eletromagnética com polarização elíptica. (b) Polarização linear horizontal. (c) Polarização linear vertical.....	24
Figura 3.1: <i>Patches</i> curto-circuitados.....	28
Figura 3.2: Monopolo.....	28
Figura 3.3: Monopolo alterado; antena <i>inverted-L</i>	29
Figura 3.4: Monopolo alterado; antena <i>inverted-F</i>	29
Figura 3.5: Antena de microfita sem fenda ou corte.	30
Figura 3.6: Efeito dos cortes na antena de microfita.	30
Figura 3.7: Efeito das fendas na antena de microfita.	30
Figura 4.1: Ilustração da estrutura de um neurônio artificial.	34
Figura 4.2: Topologia genérica de uma rede MLP.....	35
Figura 4.3: 1ª. Etapa: Fase de propagação.....	37
Figura 4.4: 2ª. Etapa: Fase de retropropagação.	37
Figura 5.1: Geometria da antena de microfita com <i>patch</i> do tipo E.....	41
Figura 5.2: Circuito equivalente para um <i>patch</i> retangular.....	42
Figura 5.3: Circuito equivalente para antena com <i>patch</i> tipo E.....	43
Figura 5.4: Frequências de ressonância das antenas para variações das fendas paralelas.....	44
Figura 5.5: Estrutura básica da rede implementada no Matlab 6.1®.	46
Figura 5.6: Curva de aprendizado para o treinamento da antena (12512 épocas), 25.6 min; CPU: Clock 3.0 GHZ, 1024 Mb RAM.....	46

Figura 5.7: Resposta da rede para o valor $L_s = 37$ mm (padrão não utilizado no treinamento), e comparação com medição (HP 8714C) e simulação (Ansoft Designer®).	47
Figura 5.8: Antena retangular com fenda quadrada.	48
Figura 5.9: Freqüências de ressonância das antenas.....	49
Figura 5.10: Estrutura básica da rede implementada no Matlab 6.1®.	51
Figura 5.11: Curva de aprendizado para o treinamento da antena (516 épocas), 22.3 min; CPU: Clock 3.0 GHZ, 1024 Mb RAM.	51
Figura 5.12: Resposta da rede (padrão não utilizado no treinamento) para o valor $\ell = 2.5$ mm, e comparação com medição (HP 8714C) e simulação (Ansoft Designer®).	52
Figura 5.13: Antena retangular com sete fendas paralelas.	53
Figura 5.14: Freqüências de ressonância das antenas.....	54
Figura 5.15: Estrutura básica da rede implementada no Matlab 6.1®.	56
Figura 5.16: Curva de aprendizado para o treinamento da antena (1176 épocas), 32.7 min; CPU: Clock 3.0 GHZ, 1024 Mb RAM.	56
Figura 5.17: Resposta da rede (padrão não utilizado no treinamento) para o valor $\ell = 8$ mm, e comparação com medição (HP 8714C) e simulação (Ansoft Designer).	57

Lista de tabelas

Tabela 5.1: Parâmetros das antenas projetadas.	41
Tabela 5.2: Desempenho da antena <i>dual-band</i>	45
Tabela 5.3: Parâmetros das antenas projetadas.	48
Tabela 5.4: Desempenho das antenas retangulares com fenda.....	50
Tabela 5.5: Parâmetros das antenas projetadas.	54
Tabela 5.6: Desempenho das antenas retangulares com sete fendas paralelas.....	55

Lista de Símbolos e Abreviaturas

α	Termo momento
Δ	Valor de atualização dos pesos sinápticos
ϵ_r	Permissividade dielétrica relativa
η	Coefficiente de aprendizagem
Γ	Coefficiente de reflexão
λ	Comprimento de onda
∇	Gradiente
θ	Bias
I	Vetor de entrada da rede
O	Vetor de saída da rede
ANN	<i>Artificial Neural Network</i>
MLP	<i>Multilayer Perceptron</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

A tecnologia dos dispositivos eletrônicos evoluiu rapidamente para satisfazer a necessidade de rápidos e mais eficientes *chips*. Os terminais móveis para aplicações em sistemas sem fio têm de ser leves, pequenos, ter baixo consumo de energia e baixo custo. O mesmo não aconteceu com as antenas, as quais são difíceis de serem encolhidas de maneira que suas características permaneçam adequadas para as aplicações.

Diferente dos componentes eletrônicos, o tamanho da antena para uma dada aplicação não está principalmente relacionado com a tecnologia usada, mas é determinado pelas leis da Física: as dimensões da antena e seu respectivo comprimento de onda (frequência de ressonância) são os parâmetros que terão influências preponderantes nas características de radiação. Em particular, as antenas patch de microfita podem ser pequenas, mas à custa de uma adequada relação entre a largura de banda, o ganho e a eficiência. Isso pode ser feito, mas com uma baixa eficiência quando o tamanho da antena for muito menor que o comprimento de onda. Para certa configuração, o projeto da antena deve ser feito na ordem da máxima capacidade disponível. A máxima capacidade dará teoricamente o limite fundamental para ganho e largura de banda [1]-[2].

Para as antenas de microfita práticas esse limite é encontrado a partir da otimização encontrada entre largura de banda e ganho para a capacidade de transmissão da antena.

Na miniaturização de antenas patch de microfita busca-se sempre a relação de menor antena possível a fim que se adeque a certa aplicação com relação às suas características de radiação. Em outras palavras, procura-se a melhor relação entre volume, largura de banda e eficiência, sendo esta melhor relação normalmente obtida quando a maior parte do volume da antena patch está envolvida.

Este trabalho se constitui numa investigação numérica e experimental, consistindo do projeto, simulação computacional, construção e medição de três estruturas de antenas patch de microfita com os seguintes modelos: patch com forma quadrada, patch com forma de E e patch com várias fendas paralelas.

O estudo completo dessas antenas de microfita foi realizado usando-se os seguintes procedimentos: no projeto e simulação empregou-se o software Ansoft Design®, na análise numérica a técnica das Redes Neurais Artificiais (RNA) e nas medições em laboratório um analisador de redes HP 8714C. O estudo comparativo dos resultados numéricos obtidos para essas antenas com os procedimentos anteriores resultou em boas concordâncias métricas.

1.2 - ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta Dissertação de Mestrado está organizada da seguinte forma:

O capítulo 2 apresenta um breve estudo sobre antenas *patch* de microfita, enquanto o capítulo 3 descreve as principais técnicas de miniaturização de antenas. No capítulo 4 mostram-se a fundamentação e as principais características das redes neurais artificiais. No Capítulo 5 são apresentados os resultados das modelagens computacionais executadas nesse trabalho, e, finalmente no capítulo 6 são feitas as conclusões e sugestões de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

ANTENAS DE MICROFITA

Esse capítulo apresenta a fundamentação teórica das antenas de microfita, ou antenas *patch*, que são as estruturas planares estudadas neste trabalho.

2.1 - ESTRUTURA DA ANTENA

A antena de microfita¹ é construída utilizando técnicas de fabricação de circuitos impressos de tal maneira que a camada metálica seja responsável pela irradiação. Em sua forma mais simples consiste de duas placas condutoras paralelas separadas por uma fina camada de dielétrico, denominado substrato, sendo uma das placas o elemento irradiante (*patch*) e a outra o plano de terra, como mostrado na Figura 2.1.

¹ Refere-se aqui a antena de microfita do tipo *patch*.

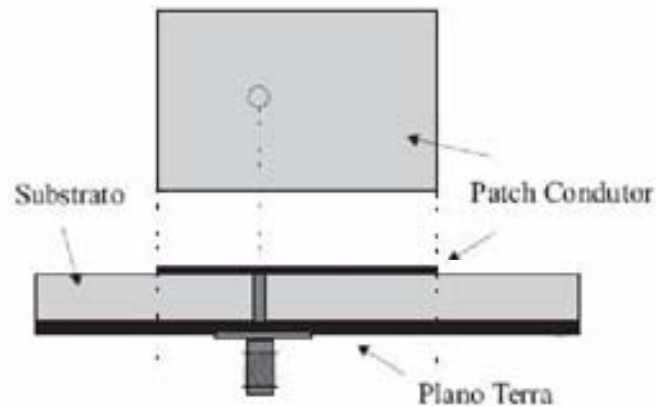


Figura 2.1: Antena de microfita do tipo *patch*.

Geralmente o comprimento l nesse tipo de antena tende a ter metade do comprimento de onda, isto é, $l = \lambda/2$, onde λ é o comprimento de onda do sinal que se propaga na estrutura planar. Os substratos isotrópicos normalmente exibem permissividade relativa, ϵ_r , entre 2 e 10. As geometrias mais comuns dos *patches* irradiantes são a circular, quadrangular e retangular, mostradas na Figura 2.2. Entretanto, estes *patches* podem assumir outras geometrias, dependendo da aplicação requerida, mas, para simplificação da análise, geralmente são utilizadas as formas mais convencionais, primeiramente citadas.



Figura 2.2: Formas geométricas mais comuns dos *patches* das antenas.

A alimentação da antena pode ser feita através de cabo coaxial, linha de microfita, linha de fenda, acoplamento eletromagnético, entre outras [3].

2.2 - VANTAGENS E LIMITAÇÕES

Quando comparada a uma antena tradicional de microondas, a antena de microfita apresenta algumas vantagens [4, 5]:

- Dimensão e peso reduzidos;
- Baixo custo e simplicidade de fabricação;
- Boa adaptabilidade a aerodinâmica do dispositivo ao qual está sendo embarcada;
- Diversidade de formas;
- Diagrama de radiação e polarização de várias formas.

Podem-se salientar algumas limitações em relação a uma antena convencional de microondas, considerando então desvantagens [4, 5]:

- Largura de banda limitada (0,5% a 10%);
- Baixo ganho (~6dB);
- Excitação de ondas de superfície e conseqüente diminuição da eficiência;
- Quando construída sobre substrato de permissividade dielétrica elevada apresenta baixa eficiência e largura de banda reduzida.

Essas limitações podem ser reduzidas através de métodos desenvolvidos em pesquisas diversas. A largura de banda, por exemplo, pode ser melhorada aumentando a altura do substrato [3]. No entanto, ondas de superfícies serão introduzidas com esse aumento, que são indesejáveis, e que alteram características do diagrama de radiação e da polarização da antena.

2.3 - CARACTERÍSTICAS DAS ANTENAS

2.3.1 - Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação é definido no plano E e H. Para uma antena de microfita retangular o plano E é definido como o plano que contém o vetor campo elétrico na direção de máxima radiação e o plano H o plano que contém o vetor campo magnético na direção de máxima radiação. O plano x-y, ou plano de elevação ($\theta = \frac{\pi}{2}$), é o plano E; o plano x-z, ou plano azimutal ($\phi = 0$), é o plano H.

É uma das características mais importantes de uma antena. É uma representação gráfica do comportamento da antena quanto a sua radiação [3]. Apesar de essa radiação ser tridimensional, o diagrama é comumente encontrado nos planos vertical e horizontal, ou seja, em cortes bidimensionais. Normalmente o interesse é no plano E e no plano H e esta representação tanto pode ser feita por coordenadas retangulares quanto coordenadas polares.

2.3.2 - Ganho e Diretividade

São dois parâmetros que dão a idéia da forma como se distribui a radiação da antena pelo espaço que a cerca. Assim, uma antena de alta diretividade concentra num pequeno ângulo sólido toda a sua potência irradiada.

A diretividade é um índice numérico que mede a habilidade de uma antena em concentrar a potência radiada na direção de máxima radiação $(\theta, \phi) = (\theta_{\max U}, \phi_{\max U})$ ou concentrar a absorção de potência incidente na direção $(\theta, \phi) = (\theta_{\max U}, \phi_{\max U})$ para o caso de antenas receptoras.

Considerando P_0 a potência fornecida de um gerador ligado aos terminais da antena e considerando também e_{at} a eficiência da antena, a potência radiada será:

$$P_r = e_{at} P_0 \quad (2.1)$$

Se essa potência fosse irradiada em todas as direções (isotropicamente), a intensidade de radiação $U(\theta, \phi)$ na região de campo distante da antena seria $\frac{P_r}{4\pi}$ [3].

Na prática isso não ocorre, isto é, a potência não é irradiada isotropicamente, a intensidade de radiação numa dada direção (θ, ϕ) será definida por:

$$U(\theta, \phi) = \frac{P_r}{4\pi} D(\theta, \phi) \quad (2.2)$$

onde $D(\theta, \phi)$ é a diretividade na direção (θ, ϕ) .

Reescrevendo a equação 2.2 na forma logo abaixo

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi}} \quad (2.3)$$

Verifica-se que a diretividade é a razão entre a potência radiada numa determinada direção (θ, ϕ) e a potência que seria radiada por uma antena isotrópica com mesma potência P_r .

O ganho é definido de forma semelhante, como a razão entre a potência radiada numa determinada direção (θ, ϕ) e a potência que seria radiada por uma antena isotrópica sem perdas com a mesma potência de entrada P_0 :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_e} \quad (2.4)$$

Relacionando a Equação 2.3 e 2.4, pode-se escrever:

$$\frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} = \frac{P_r}{P_e} = e_d \quad (2.5)$$

2.3.3 - Impedância de Entrada

A impedância de entrada de uma antena é a impedância Z_A que a antena apresenta à linha de transmissão que a alimenta ou a estrutura de acoplamento que a une a linha de transmissão. Considerando a antena como elemento de um sistema, ela pode ser vista como uma carga numa linha de alimentação e como tal pode ser representada pela sua impedância de entrada. Para isso é necessário determinar a corrente que a atravessa e a tensão em seus terminais, geralmente escrita como:

$$Z_{in} = R + jX = \frac{V_f}{I_f}, \text{ com } R = R_r + R_p \quad (2.6)$$

2.3.4 - VSWR

Sabe-se que em qualquer ponto de uma linha de transmissão a tensão e a corrente são a resultante de duas ondas (incidente e refletida) que se propagam em sentidos opostos. Para uma linha de transmissão de comprimento ℓ sem perdas, com impedância característica Z_0 e terminada por uma carga Z_L a razão entre os valores máximo e mínimo da amplitude

da onda estacionária (seja de tensão V ou de corrente I) estabelecida ao longo do comprimento ℓ da linha, é definida através de [3]:

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.7)$$

sendo VSWR o coeficiente de onda estacionária na linha de transmissão e

$$\Gamma = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (2.8)$$

sendo:

- Γ o coeficiente de reflexão;
- Z_0 a impedância característica da linha de transmissão (geralmente 50Ω).

2.3.5 - Largura de Banda

A largura de banda de uma antena é a faixa de frequências na qual a antena opera, em torno de sua frequência de operação central, satisfazendo determinados parâmetros, tais como: impedância de entrada, diagrama de radiação, polarização, e ganho [3].

Pode-se especificar a largura de banda sob forma percentual ou em relação ao posicionamento de frequências (superior e inferior).

O primeiro caso é adequado quando a largura de banda é bem menor que a frequência de operação central. Exemplificando: para uma largura de banda de uma antena definida em 5%, significa que a diferença da frequência maior subtraída da frequência menor dividida pela frequência central e multiplicada por 100, dá 5%.

O último caso é utilizado quando a frequência superior for maior ou igual que o dobro da frequência inferior. Por exemplo, uma largura de banda 7:1 indica que a frequência superior é sete vezes maior que a frequência inferior. Representa-se da seguinte maneira:

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f} \quad (2.9)$$

onde f é a frequência central de operação; f_1 é a frequência inferior e f_2 é a frequência superior da faixa de frequências.

2.3.6 - Polarização

A polarização de uma antena define a direção do vetor \vec{E} do campo eletromagnético por ela radiado em relação a um plano de referência. Geralmente esse plano é a superfície terrestre.

A forma mais geral de polarização é a polarização elíptica, quando o vetor \vec{E} gira em um plano perpendicular à direção de propagação da onda eletromagnética, mostrado na Figura 2.3.

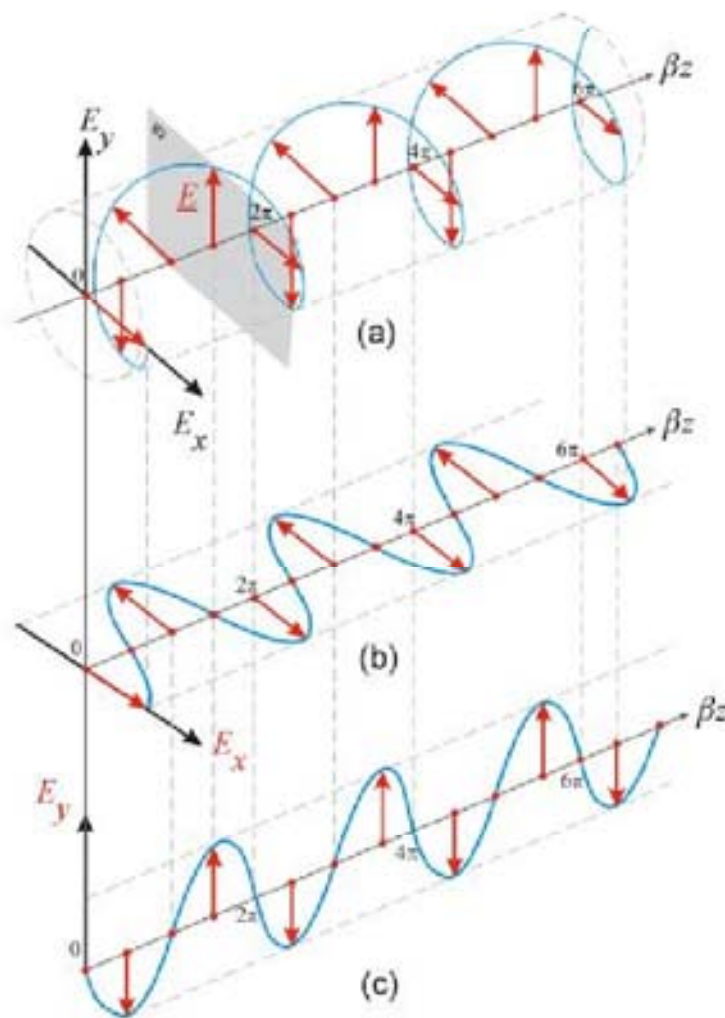


Figura 2.3: Polarização. (a) Onda eletromagnética com polarização elíptica. (b) Polarização linear horizontal. (c) Polarização linear vertical.

A onda mostrada na Figura 2.3 (a) possui polarização elíptica, adicionalmente caracterizada como polarização direita. Isto porque se pode aplicar a regra da mão direita para descrever o sentido de giro de \vec{E} ao se alinhar o polegar com o sentido de propagação da onda. Quando for possível utilizar essa metodologia usando a mão esquerda, a polarização é denominada polarização esquerda. As outras formas de polarizações possíveis (Figura 2.3 (b) e (c)) são casos particulares da polarização elíptica.

2.3.7 - Substratos

Geralmente o substrato tem sua permissividade dielétrica na faixa $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Os substratos com permissividades dielétricas mais baixas possibilitam maior eficiência e largura de banda, porém consomem mais material em sua construção devido ao aumento de sua espessura. Por outro lado, substratos mais finos com altas permissividades dielétricas são vantajosos por conseguir dimensões de elementos menores. No entanto são menos eficientes e têm largura de banda estreita, devido as suas perdas serem maiores.

Os substratos os quais seu comportamento de campo elétrico aplicado independe da direção do campo, são chamados de isotrópicos. Apresentam permissividade elétrica $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$, onde ϵ_0 é a permissividade elétrica no espaço livre e ϵ_r é uma função escalar.

Os substratos onde o comportamento de um campo elétrico aplicado depende da direção do campo elétrico ou dos eixos do material são chamados de anisotrópicos. As direções dos eixos são determinadas pelas propriedades cristalinas do material.

CAPÍTULO 3

MÉTODOS DE MINIATURIZAÇÃO

3.1 - MINIATURIZAÇÃO

Quando se deseja miniaturizar uma antena é necessária saber qual aplicação requerida e a estrutura suportada. Sendo assim, a antena que for selecionada seguirá determinados métodos e características a serem alcançadas. As antenas planares de baixo perfil são bem adequadas para aplicações diversas e as mais comuns são as antenas impressas (*patch* ou *slot*), PIFA (*planar inverted-F antenna*) [5], entre outras.

Essas antenas podem ser miniaturizadas de várias maneiras, as mais frequentes são:

1. Usando alta permissividade dielétrica;
2. Modificando o formato da antena (por exemplo, o uso de *slots*);
3. Através de curtos-circuitos implantados (pinos metálicos);
4. Uma combinação dessas três anteriormente citadas.

É importante frisar que essas alterações afetarão a largura de banda e/ou eficiência.

Pesquisas em técnicas de miniaturização de antenas já são estudadas há algum tempo [5-8]. Devido ao crescimento dos sistemas de comunicações sem fio, móvel e fixo, o número de antenas e métodos de miniaturização vem constantemente crescendo.

O princípio de técnicas de miniaturização descrito nesse trabalho destaca principalmente os efeitos nas características de radiação da antena.

3.2 - PRINCIPAIS FORMAS DE MINIATURIZAÇÃO

Os procedimentos práticos de miniaturização geralmente usados consistem basicamente em carregar as antenas com materiais de permissividade dielétrica alta; uso de planos de terra e curtos-circuitos; alteração de geometria e uso de invólucro na antena (embalagem do dispositivo) para reforçar a radiação.

A carga numa antena pode ser feita também alterando o dielétrico ou as características magnéticas de seu material circundante. Com um pequeno comprimento de onda (por exemplo, $\frac{\lambda}{4}$) num material de alta permissividade, a antena se torna pequena quando embutida nesse material. A redução do tamanho dependerá da permissividade e da forma do dielétrico. Assumindo que não há perdas, essa carga reduzirá a largura de banda pelo aumento do seu fator de qualidade. Isso se deve a concentração de campos elétricos em região de alta permissividade, o que torna mais difícil o surgimento de ondas guiadas no espaço livre. Além disso, uma alta permissividade é sinônimo de perdas dielétricas, já que a energia armazenada aumenta com a permissividade. Com isso, as antenas de microfita, num substrato de alta permissividade, possuem pequena largura de banda.

3.3 - MODELOS DE ANTENAS

Outra estratégia de miniaturização de antenas é fazer uso de planos de terra e curtos-circuitos. Uma antena de microfita retangular no modo fundamental pode ser curto-circuitada e ter seu tamanho reduzido pela metade para a mesma frequência de ressonância, como apresentado em [9]. O tamanho da antena é reduzido, diminuindo a largura da seção em curto, aumentando a indutância da antena e diminuindo sua frequência de ressonância. Entretanto, a

seção em curto não pode ser diminuída até zero devido à imagem espelhada da radiação do *patch*. Duas configurações de antenas de microfita são apresentadas: simples curto com linha no centro do *patch* ou duas linhas nas bordas, mostradas na Figura 3.1 [9]:

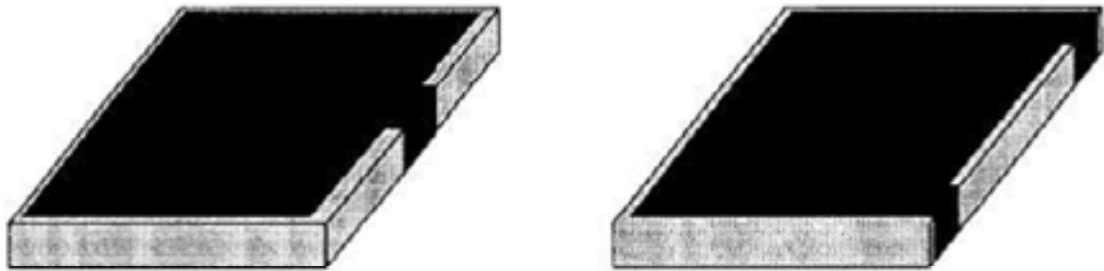


Figura 3.1: *Patches* curto-circuitados.

Outra maneira de transformar a antena pequena e menos volumosa é alterar sua forma e geometria. Um exemplo é a antena L-invertida derivada do monopolo (Figuras 3.2 - 3.4).

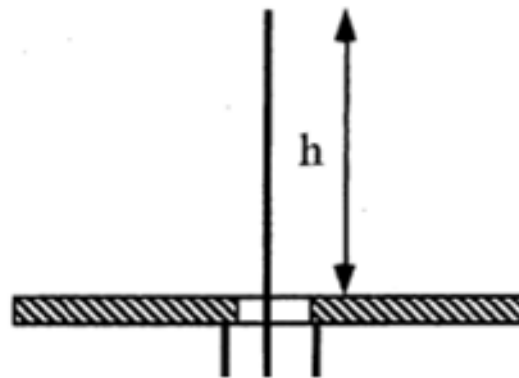


Figura 3.2: Monopolo.

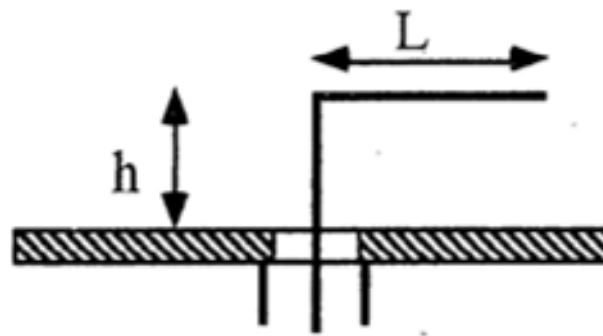


Figura 3.3: Monopolo alterado; antena *inverted-L*.

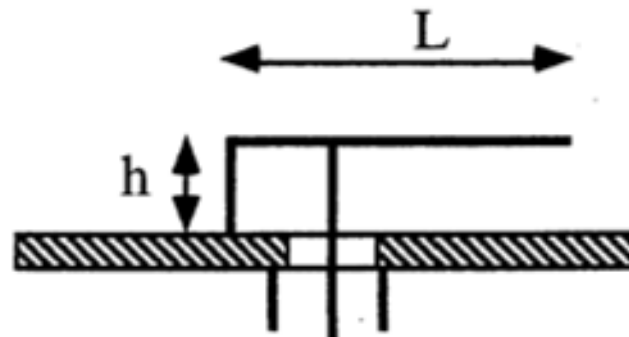


Figura 3.4: Monopolo alterado; antena *inverted-F*.

Os efeitos obtidos nas duas técnicas anteriores são de dois tipos:

- produzem grandes concentrações de corrente nas antenas, aumentando assim as perdas ôhmicas e diminuindo o ganho das antenas (Figura 3.5 – 3.7);
- ou as técnicas utilizadas (efeito imagem, posição dos curtos, posição das fendas) são muito sensíveis a frequência. A largura de banda da antena é assim reduzida, comparada a das antenas padrão.

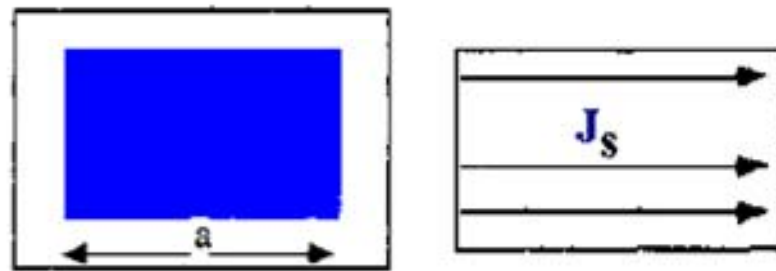


Figura 3.5: Antena de microfita sem fenda ou corte.

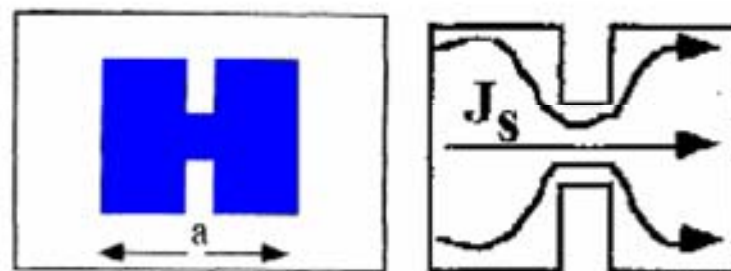


Figura 3.6: Efeito dos cortes na antena de microfita.

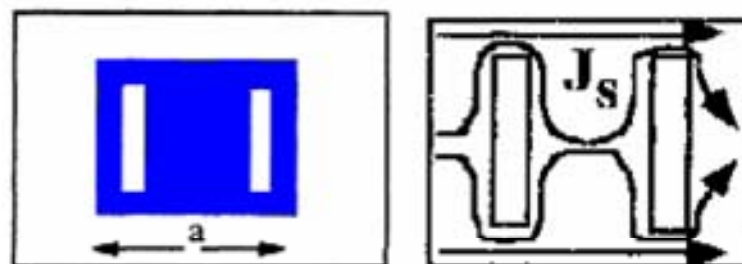


Figura 3.7: Efeito das fendas na antena de microfita.

3.4 - CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

Projetar uma antena eletricamente pequena consiste em se encontrar a melhor relação possível entre as dimensões da antena e as características de radiação. As antenas eletricamente pequenas são muito afetadas pelo ambiente [10].

As medições de impedância da antena eletricamente pequena também são afetadas pelo cabo coaxial. Além disso, quando a antena pequena é montada numa embalagem esta

participa da radiação e seu efeito deve ser levado em conta quando se caracteriza um dispositivo de comunicação sem fio. Assim, a maneira de obter informação útil sobre o comportamento da antena é testá-la nas suas condições de operação.

CAPÍTULO 4

REDES NEURAIS ARTIFICIAIS

4.1 - INTRODUÇÃO

Nesse trabalho as Redes Neurais Artificiais (RNAs) foram utilizadas para análise numérica das características de propagação das antenas *patch* de microfita. O uso dessas redes é uma forma de incorporar os benefícios da inteligência artificial na análise das antenas de microfita impressas. As próximas seções apresentarão os conceitos fundamentais sobre a modelagem de antenas empregando técnicas neurais.

4.2 - MODELO DO NEURÔNIO

As RNAs fazem parte das técnicas da inteligência artificial e têm seu uso indicado para reconhecimento de padrões, otimizações de sistemas, predições de dados, entre outros [17].

Essas redes são baseadas no funcionamento do cérebro humano e têm o propósito de realizar tarefas, de forma automática, que só são possíveis com a intervenção humana. Possuem a capacidade de aprendizado a partir de exemplos e a capacidade de generalização de regras gerais que descrevem o problema e assim podem aplicar essas regras a exemplos não analisados anteriormente.

Baseado em [17], as RNAs são processadores maciçamente distribuídos que têm uma tendência natural para armazenar o conhecimento proveniente da experiência.

Um neurônio biológico típico é formado basicamente por *dendritos*, *corpo celular* e *axônio*, que junto com outros neurônios podem ter diversas formas de conexão e variadas topologias, formando as *redes neurais biológicas*. Nos seres humanos o conhecimento é armazenado nas ligações que os neurônios realizam uns com os outros. Essas ligações são chamadas de *sinapses*. Conforme as ligações vão ocorrendo mais ligações vão se formando e se fortalecendo entre esses neurônios.

Com base no *neurônio biológico* foi desenvolvido o *neurônio artificial*. Esse neurônio é um modelo matemático que tem o objetivo de reproduzir as principais características dos neurônios humanos no que diz respeito à forma em que se processa a aquisição de conhecimentos.

As unidades de processamento chamadas neurônios artificiais formam a estrutura básica de uma RNA. Cada neurônio constitui-se de entradas, que recebem os sinais provenientes do exterior; de uma função de ativação, que realiza a combinação dos valores obtidos nas entradas, e de saídas, que transmitem os sinais recebidos e processados ao exterior. Para cada entrada existe um valor denominado peso, que é um valor numérico que determina a força das conexões existentes entre os neurônios. A ativação de um neurônio realiza o somatório de todas as entradas multiplicadas por seus respectivos pesos, denominados de *pesos sinápticos*, acrescido de um valor especial, denominado *bias*. O resultado obtido no somatório é enviado para uma função de ativação que por sua vez gera a saída resultante.

A Figura 4.1 ilustrada abaixo mostra a estrutura funcional do neurônio artificial.

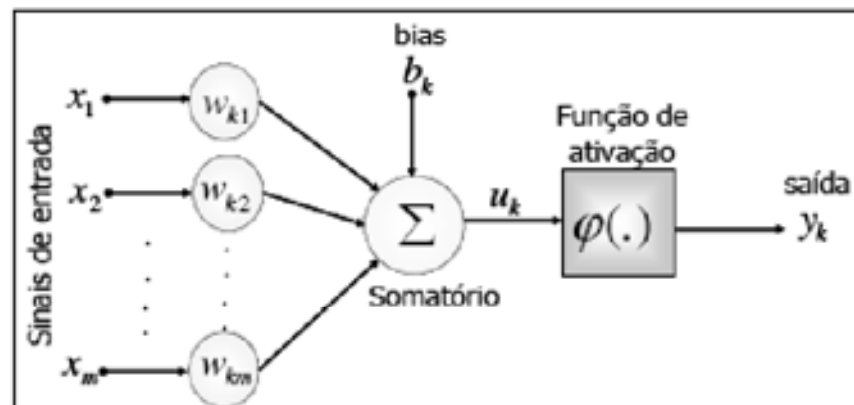


Figura 4.1: Ilustração da estrutura de um neurônio artificial.

Neste trabalho foi escolhida a RNA denominada de *perceptron de multicamadas* (do inglês *Multi-Layer Perceptron* – MLP), pelo fato da facilidade de sua implementação e relativa simplicidade.

4.3 - REDES MLP

As redes MLP apresentam grande poder computacional devido a inserção de camadas intermediárias, diferente do modelo *Perceptron* original de McCulloch e Pitts [17], que possui apenas um nível de neurônios conectados à camada de saída.

Portanto, com o emprego dessas redes é possível solucionar problemas linearmente separáveis, com o uso de uma ou mais camadas intermediárias. Dessa forma, a rede passa a conter três partes bem definidas: a camada de entrada, a camada intermediária (ou escondida) e a camada de saída, como ilustrada na Figura 4.2.

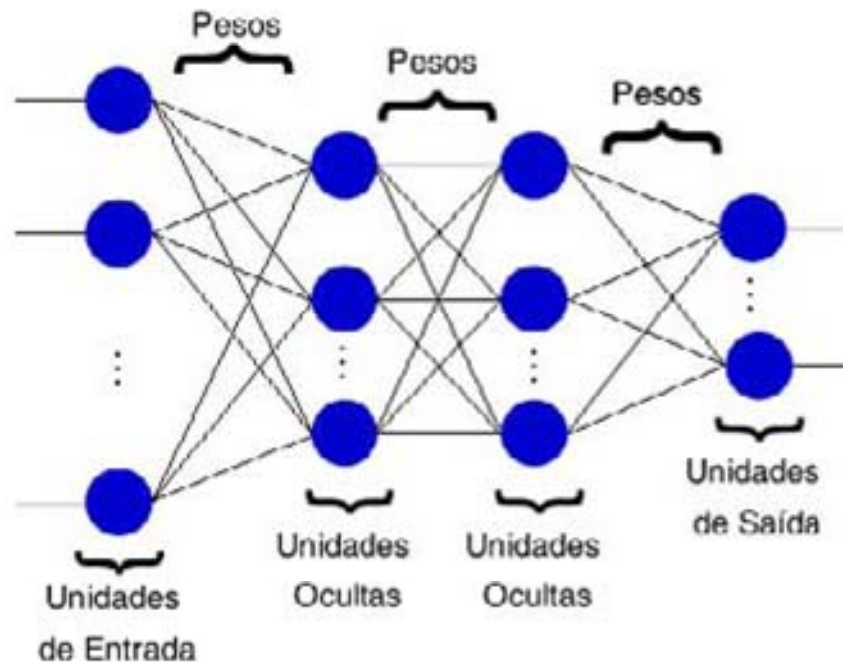


Figura 4.2: Topologia genérica de uma rede MLP.

Cada neurônio numa rede MLP possui uma função de ativação não-linear que é continuamente diferenciável [21]. Existem diversas funções de ativação para redes MLP. As principais são a função sigmóide, a função a tangente hiperbólica e a função linear, expressas em (4.1)-(4.3), respectivamente:

$$\varphi(net) = \frac{1}{1 + \exp(-net)} \quad (4.1)$$

$$\varphi(net) = \tanh(net) \quad (4.2)$$

$$\varphi(net) = net \quad (4.3)$$

A função de ativação é definida como:

$$net_j = \sum_i w_{ji} \cdot a_i + b_j \quad (4.4)$$

onde b_j é o bias, a_i é a entrada da rede e w_{ji} os pesos. Tanto os termos bias quanto pesos são ajustados durante o treinamento.

Nesse trabalho utilizou-se a função sigmóide para os neurônios das camadas ocultas e a função linear para os neurônios da camada de saída.

4.4 - TREINAMENTO DAS REDES MLP

O aprendizado da rede MLP é resultado de repetidas apresentações de amostras (pares de entrada/saída) de treinamento à rede. A cada apresentação do conjunto de treinamento durante o processo de aprendizagem denominamos de *época*. Esse processo de aprendizagem é repetido época após época até que um determinado critério de parada seja atendido.

Existem dois tipos de treinamento relacionando pesos e bias: treinamento local (incremental) e treinamento em lote (*batch*).

No primeiro os pesos e bias da rede são atualizados imediatamente após a apresentação de cada entrada a rede. No segundo apenas quando todas as entradas forem apresentadas a rede.

O algoritmo para o treinamento de redes MLP mais utilizado é o *backpropagation*. Geralmente o aprendizado supervisionado é baseado em correção de erros, que é constituído basicamente de duas etapas.

1ª. Etapa: propagação: Depois de definido o padrão de entrada, a resposta de uma unidade é propagada como entrada para as unidades na camada seguinte, até a camada de saída, onde é obtida a resposta da rede e o erro é calculado, ilustrado na Figura 4.3.

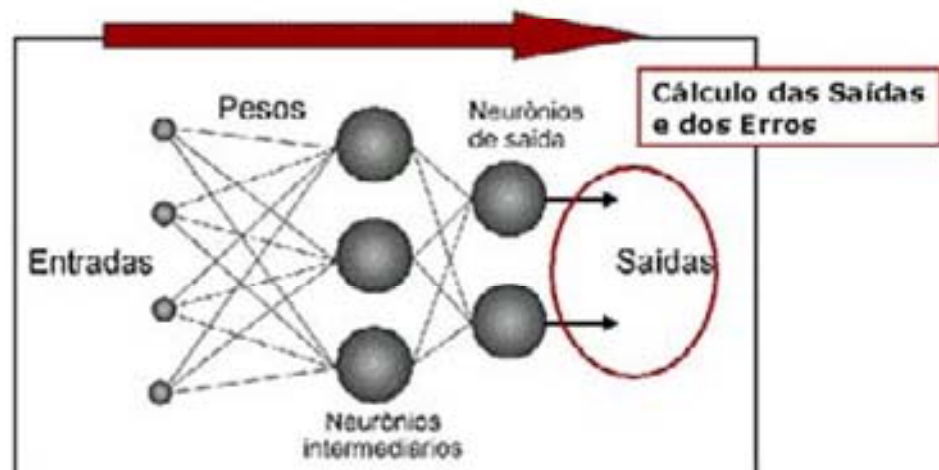


Figura 4.3: 1ª. Etapa: Fase de propagação.

2ª. Etapa retropropagação: Da camada de saída à camada de entrada são feitas alterações nos pesos sinápticos, ilustrado na Figura 4.4.

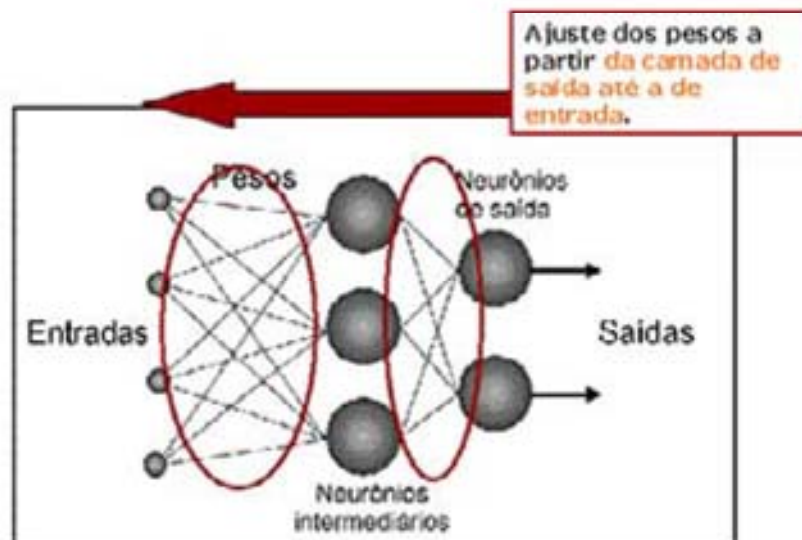


Figura 4.4: 2ª. Etapa: Fase de retropropagação.

Durante a fase de treinamento, devem-se apresentar conjuntos de pares (valor de entrada, valor desejado para a resposta). Com este procedimento, a saída será comparada ao valor desejado e será computado o erro global da rede, que influenciará na correção dos pesos no passo de retropropagação. Não há garantias que a rede forneça uma solução ótima para o problema, entretanto esse processo é muito utilizado por apresentar uma boa solução para o treinamento de redes MLP.

A teoria das RNA mostra que o algoritmo *backpropagation* está baseado no gradiente descendente e que tem por objetivo minimizar o erro médio quadrático entre as saídas efetivas e as saídas desejadas. Esse algoritmo ajusta os parâmetros da rede para minimizar o somatório do erro médio quadrático calculado entre a saída da rede e a saída desejada para os dados padrões de treinamento.

Neste trabalho utilizamos o algoritmo de *Levenberg-Marquardt*, que também é uma alternativa para minimizar o erro médio quadrático entre as saídas efetivas da rede e as saídas desejadas. Enquanto, o algoritmo *backpropagation* padrão utiliza a descida do gradiente como método de aproximação do mínimo da função erro, o algoritmo de *Levenberg-Marquardt* utiliza uma aproximação pelo método de Newton [18].

Para obter essa aproximação é necessário modificar o método de Gauss-Newton introduzindo o parâmetro μ , mostrado em (4.5):

$$\Delta w = -[J^T J + \mu I]^{-1} J^T e \quad (4.5)$$

em que

$I \rightarrow$ Matriz identidade;

$e \rightarrow$ Erro calculado entre saída da rede e saída desejada;

$J \rightarrow$ Matriz Jacobiana.

O parâmetro μ é multiplicado por um fator β toda vez que um passo resultar num aumento na função erro, que se deseja minimizar. Quando um passo resultar na diminuição do

erro, μ é dividido pelo fator β , ou seja, se houver uma convergência para o mínimo da função, μ será pequeno e o algoritmo se aproximará do método de Newton; no caso de não haver convergência, o método se aproxima ao da descida de gradiente.

Assim, o parâmetro μ funciona como um *fator de estabilização do treinamento*, ajustando a aproximação de forma a utilizar a rápida convergência do método de Newton e evitando passos muito grandes que possam levar a um erro de convergência [19].

O algoritmo *Levenberg-Marquardt* atualiza os pesos com base na equação expressa em (4.6):

$$W^m(k+1) = W^m(k) - [J^T J + \mu I]^{-1} J^T e(k) \quad (4.6)$$

Resumindo o algoritmo de uma maneira bem simplificada, tem-se:

1. Obtenha uma atribuição inicial de pesos;
2. Calcule a atualização dos pesos e avalie o erro;
3. Se o erro aumentou, desfaça a atualização dos pesos e diminua o passo; senão valide a atualização e incremente o passo;
4. Se convergiu, encerre. Senão volte para 1.

CAPÍTULO 5

APLICAÇÃO DAS REDES NEURAIIS

5.1 - INTRODUÇÃO

Com base nos conceitos descritos no capítulo anterior, implementações de redes neurais MLP foram desenvolvidas. O algoritmo de *Levenberg-Marquardt* foi utilizado no ambiente MATLAB 6.1[®]. As estruturas planares modeladas são antenas de microfita tipo E, antenas retangulares de microfita com fenda quadrada e antenas com sete fendas paralelas (serrilhadas); todas projetadas, simuladas, construídas e medidas em laboratório. As RNA são usadas para modelar o relacionamento entre os parâmetros físicos das antenas e seus valores medidos de perda de retorno ($|S_{11}|$).

5.2 - MODELAGEM DE ANTENAS DE MICROFITA TIPO E

A geometria de uma antena de microfita com *patch* do tipo E é ilustrada na Figura 5.1.

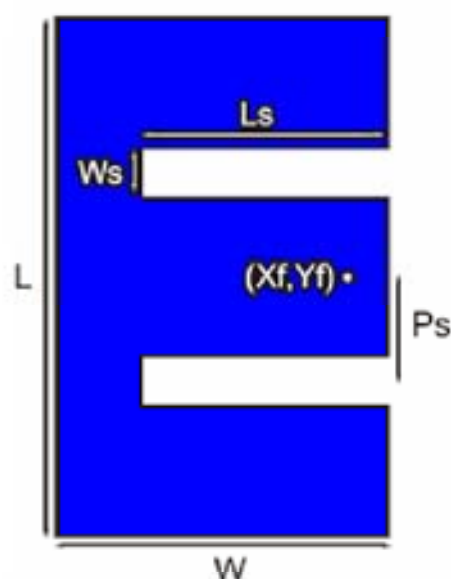


Figura 5.1: Geometria da antena de microfita com *patch* do tipo E.

A antena é caracterizada pelos parâmetros geométricos e físicos da Tabela 5.1, mostrada abaixo.

Tabela 5.1: Parâmetros das antenas projetadas.

Comprimento do <i>patch</i>	$L = 70$ mm
Largura do <i>patch</i>	$W = 45$ mm
Posição da alimentação	$X_f = 5$ mm e $Y_f = 35$ mm
Comprimento das fendas	$L_s = [29, 33, 37 \text{ e } 42]$ mm
Altura do substrato	$h = 1.80$ mm
Permissividade elétrica do substrato	$\epsilon_r = 4.4$
Posição da fenda	$P_s = 14$ mm
Largura da fenda	$W_s = 6$ mm

A partir da Tabela 5.1 pode-se notar que o tamanho do *patch* é definido por (L, W, h) . A antena é alimentada por uma ponta de prova coaxial na posição (X_f, Y_f) . Para aumentar a largura de banda duas fendas são inseridas no *patch* simetricamente em relação ao ponto de alimentação [1]. O comprimento das fendas L_s , a largura da fenda W_s e a posição da fenda P_s são parâmetros importantes para controlar a largura de banda.

A partir das Figuras 5.2 e 5.3 tem-se uma idéia básica do mecanismo de largura de banda numa antena com *patch* do tipo E. Na Figura 5.2 tem-se uma antena de microfita de estrutura retangular. Essa antena pode ser modelada com um circuito simples ressonante LC. As correntes fluem do ponto de alimentação até o topo e fundo da antena em relação as bordas. Os valores L e C são determinados pelo comprimento do caminho dessas correntes. Quando duas fendas são incorporadas ao *patch*, as características de ressonância são alteradas, como mostradas na Figura 5.3.

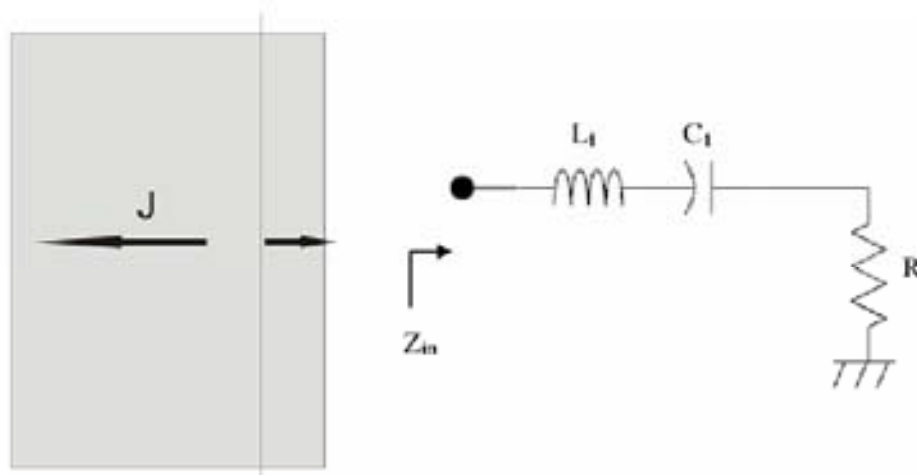


Figura 5.2: Circuito equivalente para um *patch* retangular.

Na parte central do *patch* as correntes fluem como se fossem num *patch* normal. Elas representam o circuito LC inicial e ressoa em sua frequência inicial. Entretanto, na borda do *patch* a corrente fluirá circundante às fendas e o comprimento do caminho da corrente será aumentado. Assim, o circuito equivalente da parte da borda ressoa a uma frequência menor. A antena muda de um circuito simples ressonante LC para um circuito ressonante dual. Esses dois circuitos ressonantes juntos alcançam uma maior largura de banda.

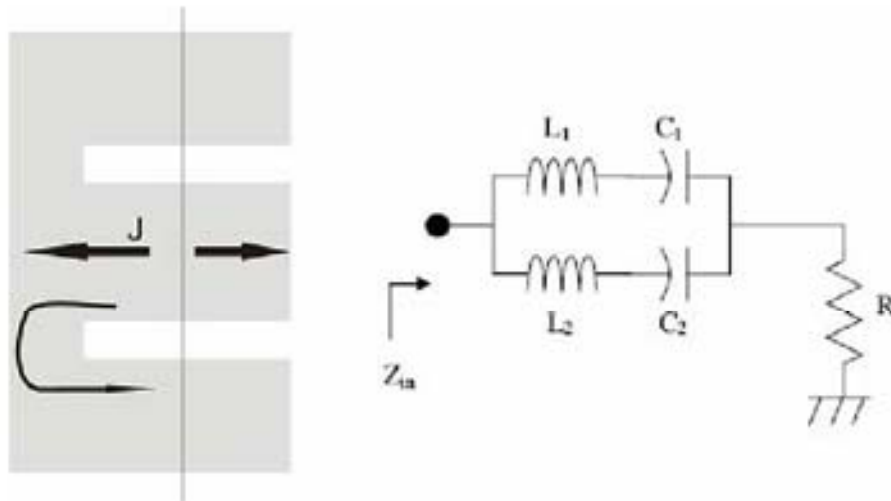


Figura 5.3: Circuito equivalente para antena com patch tipo E.

Duas fendas paralelas são incorporadas para alterar o caminho da superfície da corrente, apresentando um efeito indutivo local que é responsável pela excitação do segundo modo ressonante. O comprimento da fenda (L_s), a altura (W_s), e o P_s controlam a frequência do segundo modo ressonante e a largura de banda que pode ser alcançada.

Um *patch* retangular comum pode ser representado por meio do circuito equivalente da Figura 5.2. A frequência de ressonância é determinada por L_1C_1 . Na frequência de ressonância, a impedância do circuito em série LC é zero, e a impedância de entrada da antena é dada pela resistência R . Com a mudança no ponto de alimentação, o valor da resistência R pode ser controlado de tal maneira que há o casamento característico de impedância com a ponta de prova coaxial. Quando um par de fendas é introduzido, o circuito equivalente pode ser modificado para a forma mostrada na Figura 5.3. A segunda frequência de ressonância é determinada por L_2C_2 . A análise do circuito dá a seguinte expressão para a impedância de entrada da antena:

$$Z_{in} = R + j \frac{(\omega L_1 - 1/\omega C_1)(\omega L_2 - 1/\omega C_2)}{\omega(L_1 + L_2) - (1/\omega C_1 + 1/\omega C_2)} \quad (5.1)$$

A parte imaginária da impedância de entrada é zero nas frequências de ressonância das duas séries determinadas por L_1C_1 e L_2C_2 , respectivamente. Naturalmente, essa não é uma forma do modelo exato da antena E porque a equação mostra que há um modo ressonante paralelo entre as duas séries de frequência de ressonância. Não obstante, serve para explicar o princípio de operação do projeto da antena. Se as duas frequências de ressonância das séries estiverem demasiado distantes, a reatância da antena na frequência de meia banda pode ser muito elevada e o coeficiente de reflexão na antena pode ser insatisfatório. Se as duas frequências de ressonância das séries estiverem bem próximas, o modo ressonante paralelo pode afetar a resposta de frequência total e o coeficiente de reflexão próximo das frequências pode ser degradado.

Na Figura 5.4 são apresentadas as frequências de ressonância para cada antena construída.

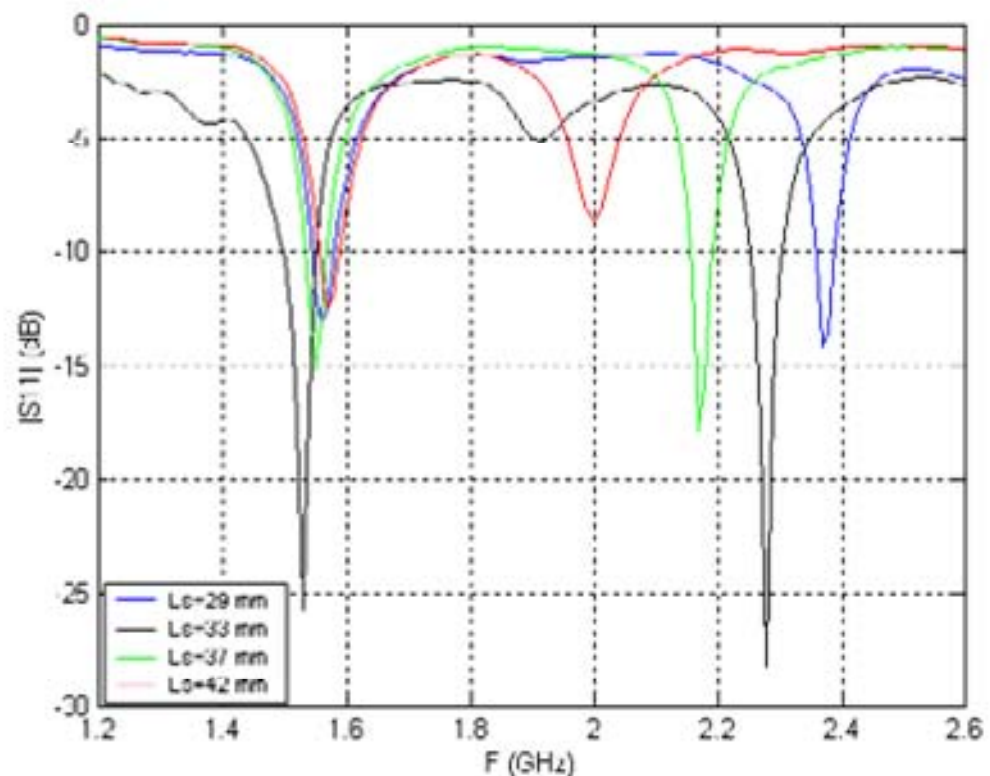


Figura 5.4: Frequências de ressonância das antenas para variações das fendas paralelas.

A partir dos resultados da Figura 5.4 e da Tabela 5.2, nota-se que a primeira frequência de ressonância f_1 está entre 1,5 GHz e 1,6 GHz, para os valores das fendas paralelas L_s (29 mm, 33 mm, 37 mm, 42 mm). Interessante notar que o valor melhor otimizado para a fenda é de 33 mm, pois neste valor a frequência de ressonância ocorre com um maior aprofundamento da perda de retorno. Por outro lado, a segunda frequência de ressonância f_2 é significativamente diminuída com o aumento das fendas.

Tabela 5.2: Desempenho da antena *dual-band*.

L_s (mm)	F_1 , BW (MHz,%)	f_2 , BW (MHz,%)	f_2/f_1
29.0	1567, 2.6	2370, 1.3	1.51
33.0	1531, 3.3	2280, 2.6	1.49
37.0	1551, 2.6	2170, 1.8	1.40
42.0	1573, 2.5	-	-

Quatro protótipos foram projetados, simulados e medidos para validar o experimento. Para cada protótipo, uma variação no comprimento das fendas L_s (referente à Tabela 5.1) foi feita.

Aqui foi utilizada uma rede MLP, utilizando o algoritmo *Levenberg-Marquardt* (*trainlm*), para modelar a antena em questão. Para o treinamento da rede utilizaram-se dados medidos ao invés dos dados simulados por software. Os dados simulados por software são para a comparação. Para cada antena foram usados 71 valores medidos referentes ao parâmetro de espalhamento S_{11} em função da frequência. Para a validação da rede foram utilizados pontos não utilizados no treinamento, para a antena com $L_s = 37\text{mm}$.

Para a modelagem da estrutura foi utilizada uma rede MLP, treinada com o algoritmo *trainlm*, com duas entradas com relação à frequência de operação e ao valor de L_s , duas camadas ocultas com 20 neurônios cada e um nó de saída referente ao parâmetro S_{11} , ou seja,

estrutura 2-20-20-1. Nas camadas ocultas utilizou-se função de ativação sigmóide e na camada de saída a função é linear. A Figura 5.5 apresenta a estrutura da rede e a Figura 5.6 apresenta sua curva de aprendizagem.

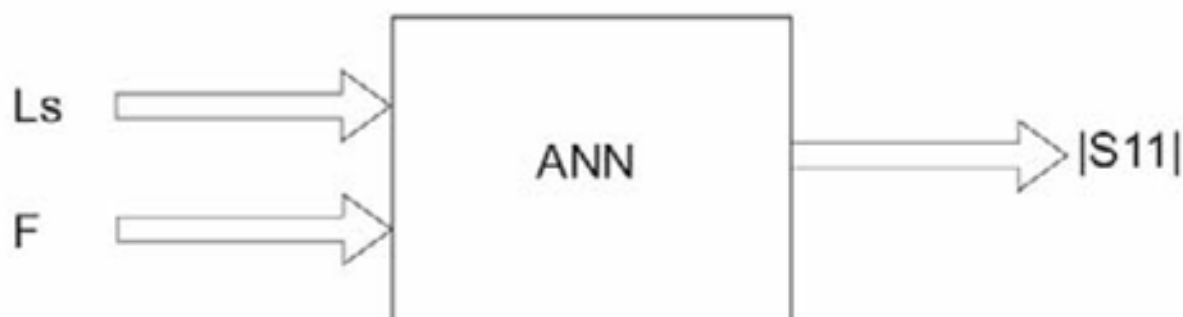


Figura 5.5: Estrutura básica da rede implementada no Matlab 6.1®.

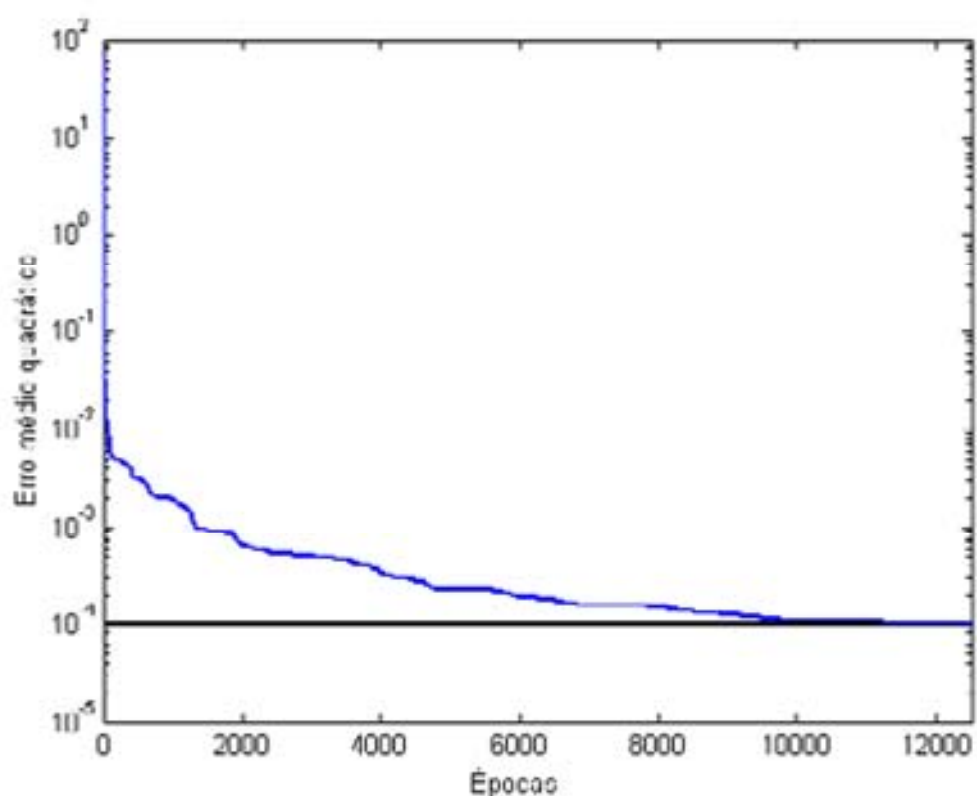


Figura 5.6: Curva de aprendizado para o treinamento da antena (12512 épocas), 25.6 min; CPU: Clock 3.0 GHz, 1024 Mb RAM.

Para um conjunto de valores não utilizados no processo de aprendizagem a rede apresenta o resultado mostrado na Figura 5.7, para $L_s = 37$ mm. Nota-se a concordância nos dados simulados pela rede com os dados medidos, validando assim o método utilizado.

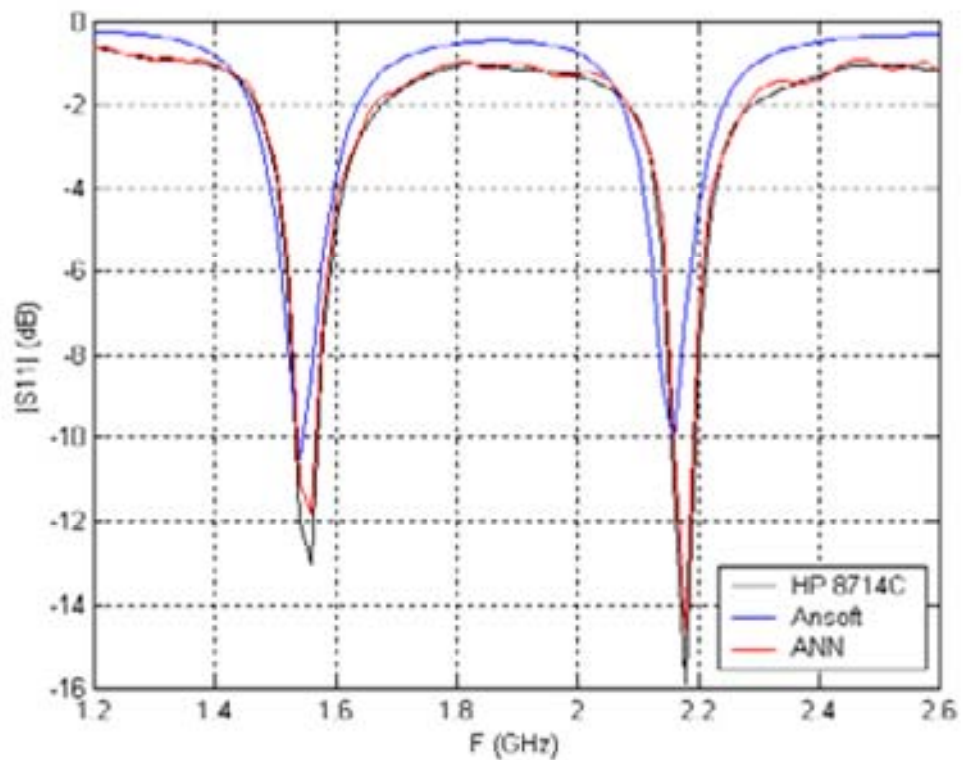


Figura 5.7: Resposta da rede para o valor $L_s = 37$ mm (padrão não utilizado no treinamento), e comparação com medição (HP 8714C) e simulação (Ansoft Designer®).

5.3 - MODELAGEM DE ANTENAS DE MICROFITA COM FENDA QUADRADA

A geometria da próxima antena em questão é apresentada pela Figura 5.8. A antena é caracterizada pelos parâmetros da Tabela 5.3, apresentada logo a seguir.

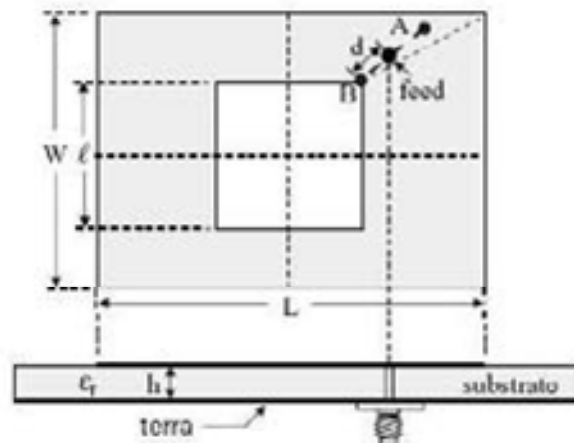


Figura 5.8: Antena retangular com fenda quadrada.

A antena é caracterizada pelos parâmetros da Tabela 5.3, logo a seguir.

Tabela 5.3: Parâmetros das antenas projetadas.

Comprimento do <i>patch</i>	$L = 33.2 \text{ mm}$
Largura do <i>patch</i>	$W = 25.5 \text{ mm}$
Posição da alimentação	$d = [6, 5, 2 \text{ e } 0] \text{ mm}$
Comprimento das fendas	$\ell = [0, 2.5, 7.5 \text{ e } 9.0] \text{ mm}$
Altura do substrato	$h = 1.80 \text{ mm}$
Permissividade elétrica do substrato	$\epsilon_r = 4.4$

A partir da Tabela 5.3 pode-se notar que o tamanho do *patch* é definido por (L, W, h) . A fenda quadrangular é fixada no centro do *patch* com a dimensão $\ell \times \ell$. Para excitar as duas primeiras frequências de ressonância com um bom casamento de impedância, a posição ótima de alimentação fica entre os pontos A e B, mostrados na Figura 5.7, dos quais o ponto A é a posição ótima de alimentação para um *patch* sem a fenda [19] e o ponto B é o canto da fenda quadrangular. A antena é alimentada por uma ponta de prova coaxial na posição d.

Na Figura 5.9 são apresentadas as frequências de ressonância para cada antena construída. Pelos resultados apresentados na Tabela 5.4, percebe-se que as duas frequências de operação das antenas diminuem com o aumento das dimensões da fenda quadrangular. É

também notado que a relação de frequência das duas frequências para várias dimensões das fendas (nesse caso, zero a nove mm) é praticamente a mesma. Essa característica assemelha-se com o caso estudado em [19] e torna o projeto mais simples de implementar.

Para o caso $\ell = 9$ mm, vê-se que ambas as frequências são diminuídas em cerca de 9% quando comparadas com o caso $\ell = 0$ mm. Isso corresponde a uma redução no tamanho da antena de aproximadamente 17% para uma operação multibanda (aqui *dual-band*) usando esse projeto ao invés de um *patch* simples relatado em [19].

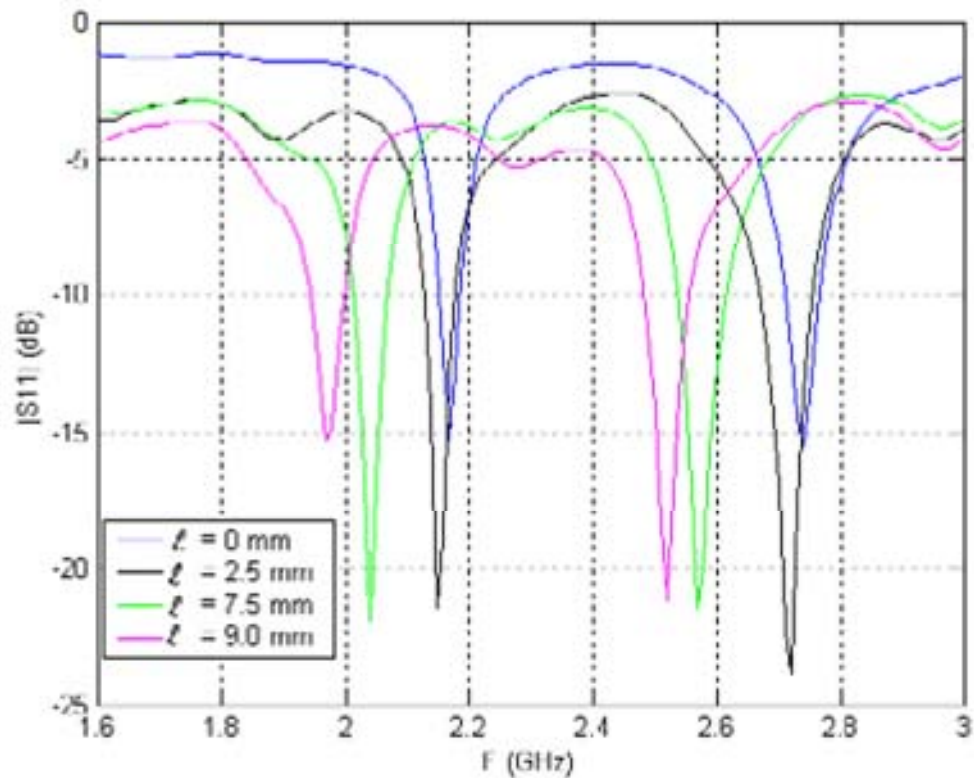


Figura 5.9: Frequências de ressonância das antenas.

Tabela 5.4: Desempenho das antenas retangulares com fenda.

ℓ (mm)	F_1 , BW (MHz,%)	f_2 , BW (MHz,%)	f_2/f_1
0	2168, 1.8	2737, 2.2	1.26
2.5	2152, 2.3	2719, 3.3	1.26
7.5	2038, 2.9	2569, 3.5	1.26
9.0	1972, 3.0	2519, 3.2	1.27

Quatro protótipos foram projetados, simulados e medidos para validar o experimento. Para cada protótipo, uma variação no comprimento das fendas ℓ (referente à Tabela 5.3) foi feita.

Aqui foi utilizada uma rede MLP, utilizando o algoritmo de *Levenberg-Marquardt* (*trainlm*), para modelar a antena em questão. Para o treinamento da rede utilizaram-se dados medidos ao invés dos dados simulados por software. Os dados simulados por software são para a comparação. Para cada antena foram usados 70 valores medidos referentes ao parâmetro de espalhamento S11 em função da frequência. Para a validação da rede foram utilizados pontos não utilizados no treinamento, para a antena com $\ell = 2.5$ mm.

Para a modelagem da estrutura foi utilizada uma rede MLP, treinada com o algoritmo *trainlm*, com duas entradas com relação à frequência de operação e ao valor de ℓ , duas camadas ocultas com 20 neurônios cada e um nó de saída referente ao parâmetro S11, ou seja, estrutura 2-20-20-1. Nas camadas ocultas utilizou-se função de ativação sigmóide e na camada de saída a função é linear. A Figura 5.10 mostra a estrutura da rede e a Figura 5.11 apresenta a curva de aprendizagem da rede.

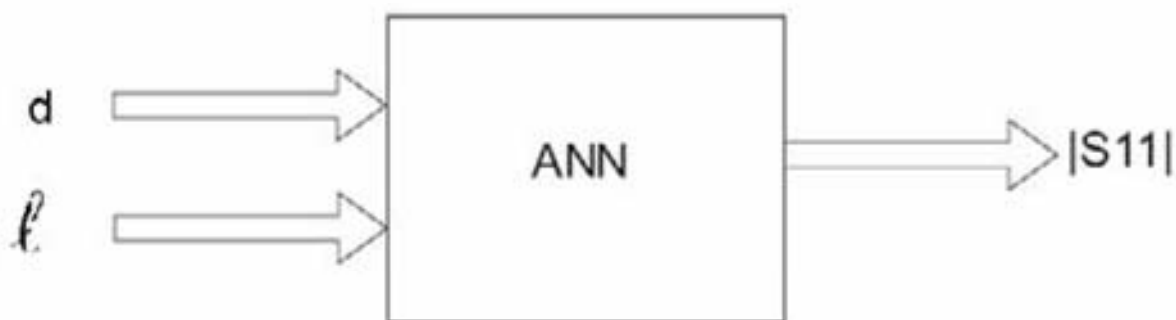


Figura 5.10: Estrutura básica da rede implementada no Matlab 6.1®.

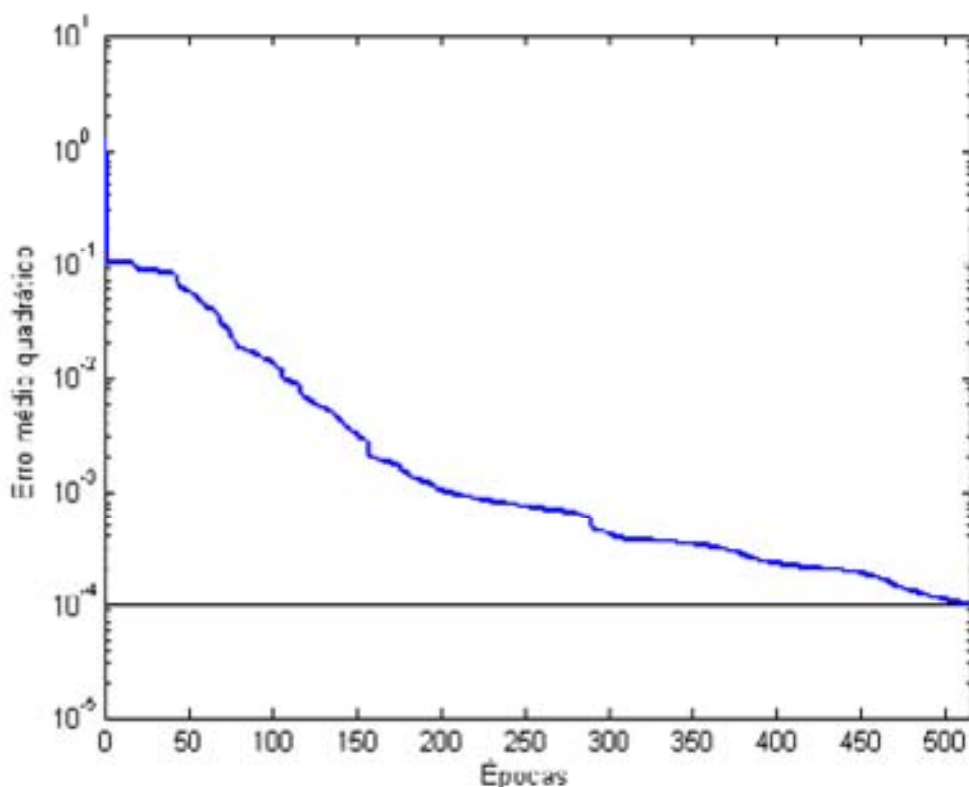


Figura 5.11: Curva de aprendizado para o treinamento da antena (516 épocas), 22.3 min; CPU: Clock 3.0 GHz, 1024 Mb RAM.

Para um conjunto de valores não utilizados no processo de aprendizagem a rede apresenta o resultado mostrado na Figura 5.12, para $\ell = 2.5$ mm. Nota-se a concordância nos dados simulados pela rede com os dados medidos, validando assim o método utilizado.

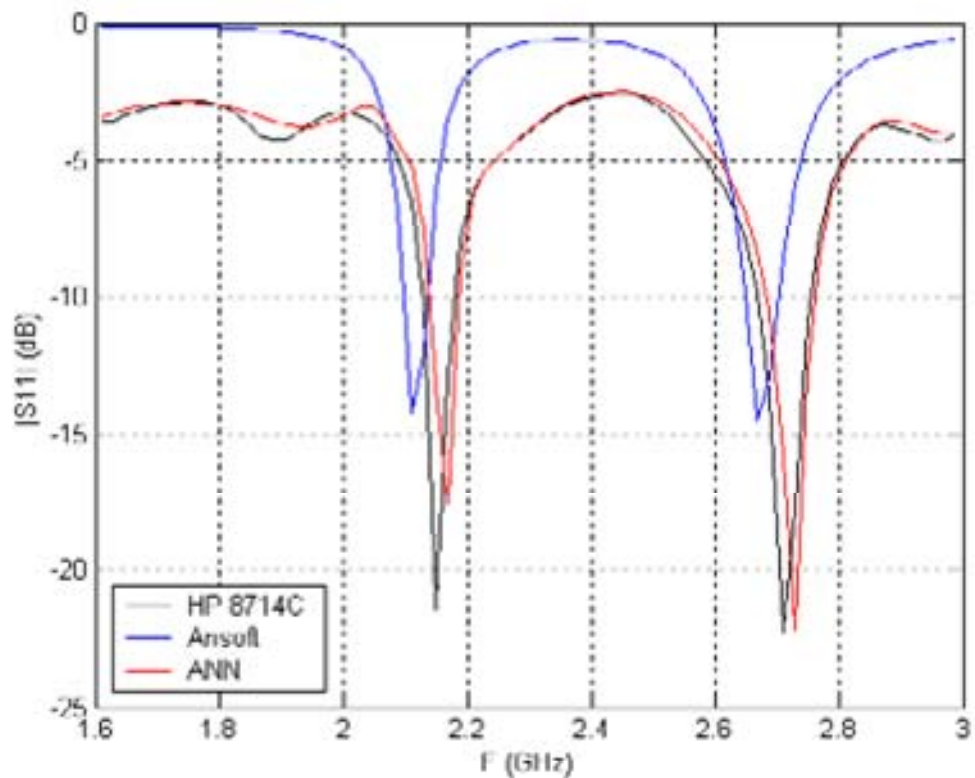


Figura 5.12: Resposta da rede (padrão não utilizado no treinamento) para o valor $\ell = 2.5$ mm, e comparação com medição (HP 8714C) e simulação (Ansoft Designer®).

5.4 - MODELAGEM DE ANTENAS DE MICROFITA COM SETE FENDAS

Foi feita a modelagem de um terceiro tipo de antena de microfita. Trata-se de uma antena retangular com fendas paralelas inseridas em ambas as bordas superiores e inferiores da antena. Duas fendas paralelas e fixas também são inseridas em lados opostos da antena. A geometria é apresentada na Figura 5.13.

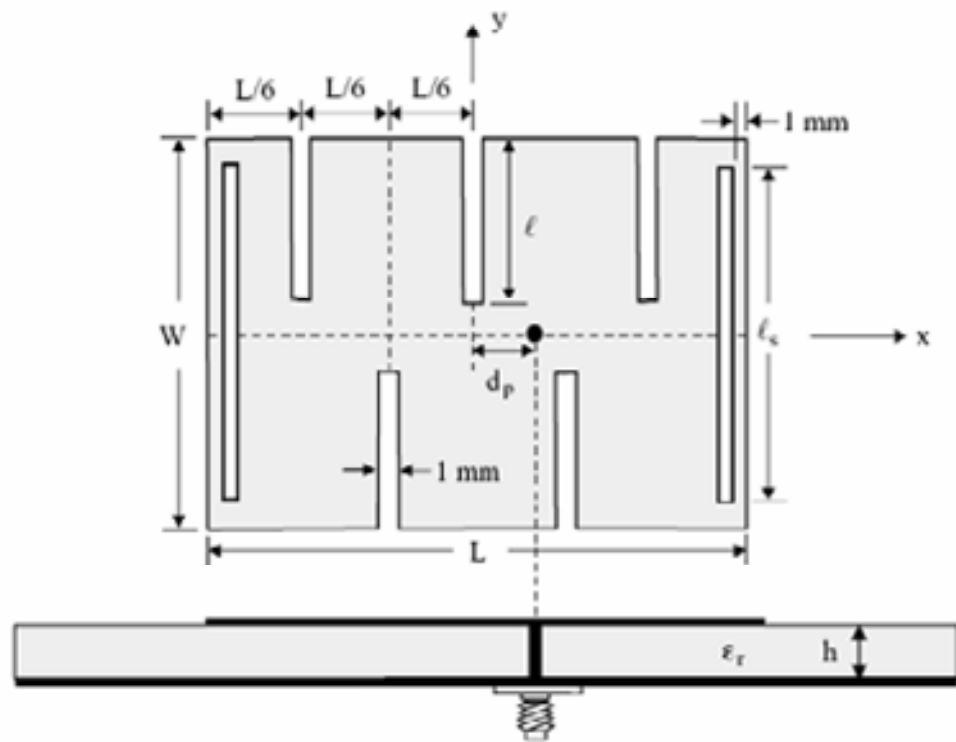


Figura 5.13: Antena retangular com sete fendas paralelas.

A partir da Tabela 5.5 pode-se notar que o tamanho do *patch* é definido por (L, W, h) . A antena é alimentada por uma ponta de prova coaxial na posição d_p . A antena consiste em um *patch* retangular carregado com duas fendas paralelas próximas das bordas irradiadoras e cinco fendas paralelas de comprimento ℓ e largura w ($\ell \gg w$), mais ao centro do *patch*.

A inserção de cinco fendas mais ao centro do *patch* retangular pode diminuir consideravelmente as duas frequências de operação da antena, o que resulta numa alta redução no tamanho da antena para uma dada operação multibanda [3]. Nota-se também que o uso das cinco fendas para alterar o *patch*, ao invés de três como relatado em [18], é importante para conseguir um bom casamento de impedância.

Através dos resultados apresentados na Tabela 5.6 percebe-se que com o aumento das fendas, ambas as frequências diminuem.

Tabela 5.5: Parâmetros das antenas projetadas.

Comprimento do <i>patch</i>	$L = 36 \text{ mm}$
Largura do <i>patch</i>	$W = 24 \text{ mm}$
Posição da alimentação	$d_p = [5.0 - 6.7] \text{ mm}$
Comprimento das fendas (variáveis)	$\ell = [6.0, 8.0, 10.0 \text{ e } 13.0] \text{ mm}$
Comprimento das fendas (fixas)	$\ell_f = 22 \text{ mm}$
Largura das fendas	$w = 1.0 \text{ mm}$
Altura do substrato	$h = 1.80 \text{ mm}$
Permissividade elétrica do substrato	$\epsilon_r = 4.4$

Na Figura 5.14 são apresentadas as frequências de ressonância para cada antena construída.

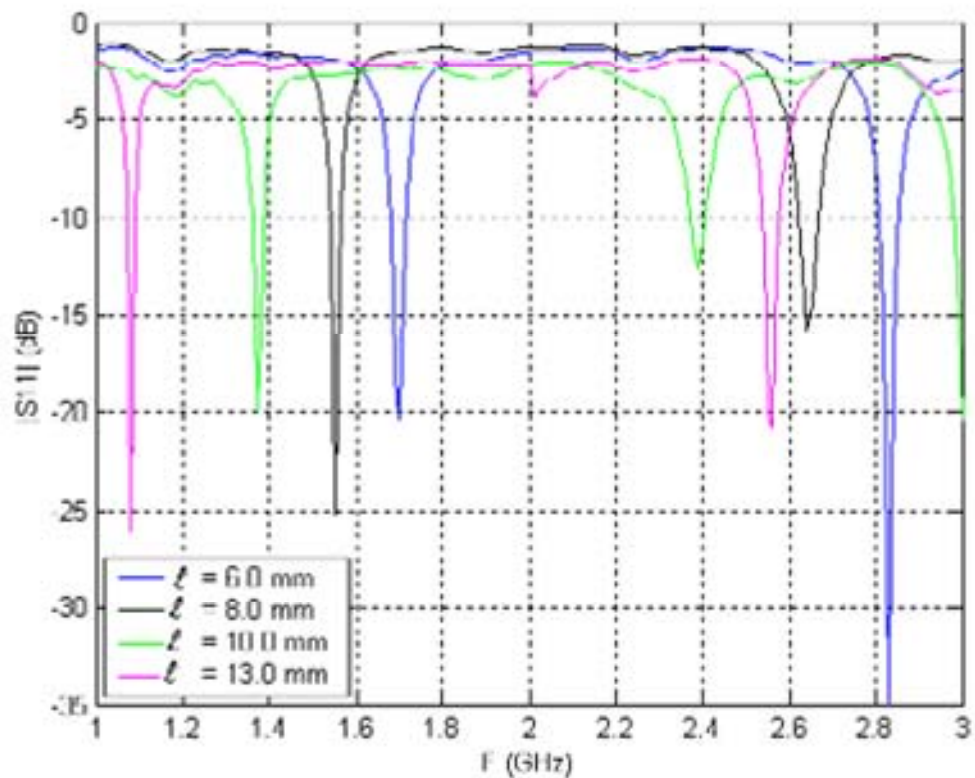


Figura 5.14: Frequências de ressonância das antenas.

Tabela 5.6: Desempenho das antenas retangulares com sete fendas paralelas.

ℓ (mm)	f_1 , BW (MHz,%)	f_2 , BW (MHz,%)	f_2/f_1
6.0	1699, 1.1	2829, 1.8	1.66
8.0	1551, 2.0	2641, 1.9	1.70
10.0	1372, 2.2	2391, 1.7	1.74
13.0	1080, 1.9	2553, 2.0	2.36

Quatro protótipos foram projetados, simulados e medidos para validar o experimento. Para cada protótipo, uma variação no comprimento das fendas variáveis ℓ (referente à Tabela 5.5) foi feita.

Aqui foi utilizada uma rede MLP, utilizando o algoritmo *Levenberg-Marquardt* (*trainlm*), para modelar a antena em questão. Para o treinamento da rede utilizaram-se, novamente, dados medidos ao invés dos dados simulados por software. Os dados simulados por software são para a comparação. Para cada antena foram usados 100 valores medidos referentes ao parâmetro de espalhamento S11 em função da frequência. Para a validação da rede foram utilizados pontos não utilizados no treinamento, para a antena com $\ell = 8.0$ mm.

Para a modelagem da estrutura foi utilizada uma rede MLP, treinada com o algoritmo *trainlm*, com duas entradas com relação à frequência de operação e ao valor de ℓ , duas camadas ocultas com 20 neurônios cada e um nó de saída referente ao parâmetro S11, ou seja, estrutura 2-20-20-1. Nas camadas ocultas utilizou-se função de ativação sigmóide e na camada de saída a função é linear. A Figura 5.15 mostra a estrutura da rede e a Figura 5.16 apresenta a curva de aprendizagem da rede.

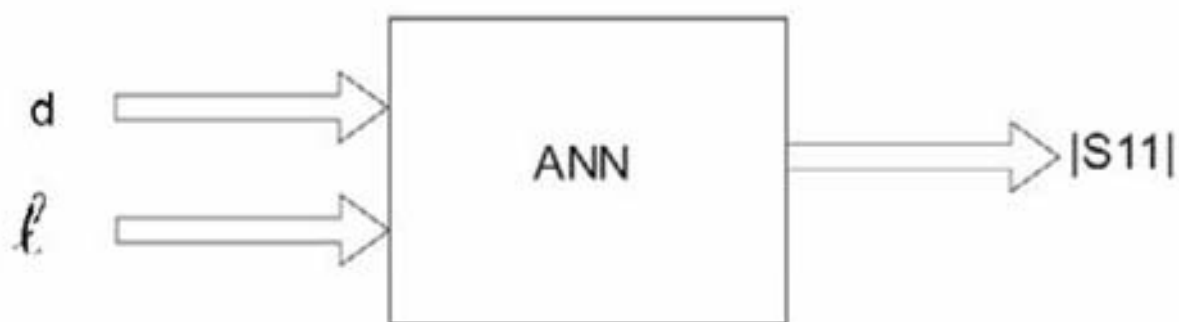


Figura 5.15: Estrutura básica da rede implementada no Matlab 6.1®.

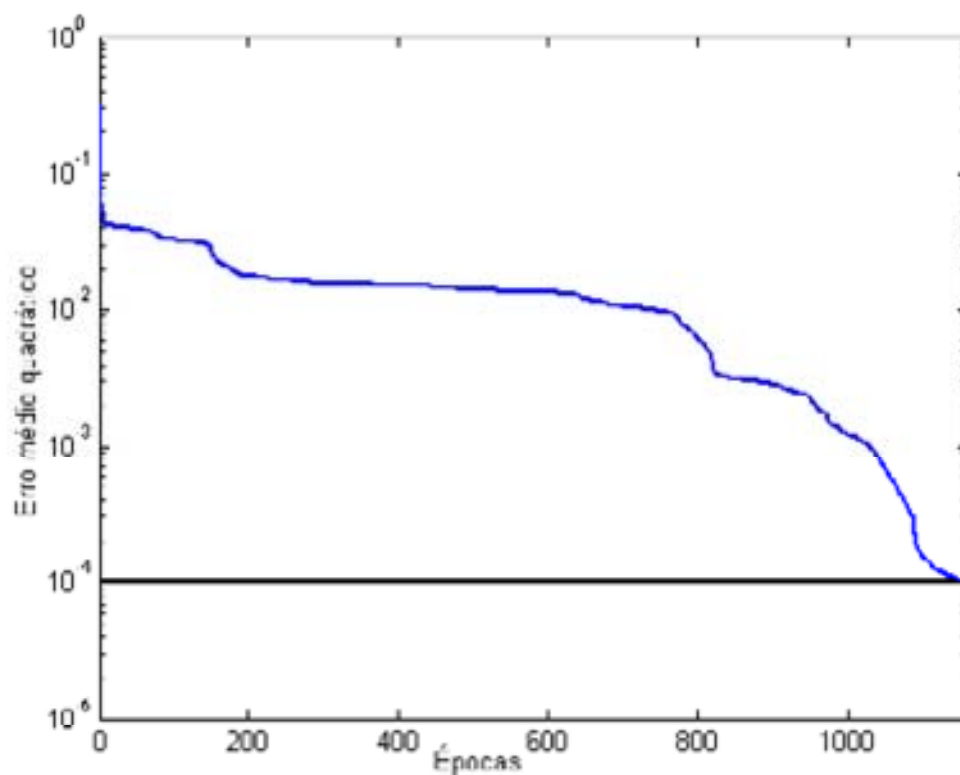


Figura 5.16: Curva de aprendizado para o treinamento da antena (1176 épocas), 32.7 min; CPU: Clock 3.0 GHz, 1024 Mb RAM.

Para um conjunto de valores não utilizados no processo de aprendizagem a rede apresenta o resultado mostrado na Figura 5.17, para $\ell = 8.0$ mm. Nota-se a concordância nos dados simulados pela rede com os dados medidos, validando assim o método utilizado.

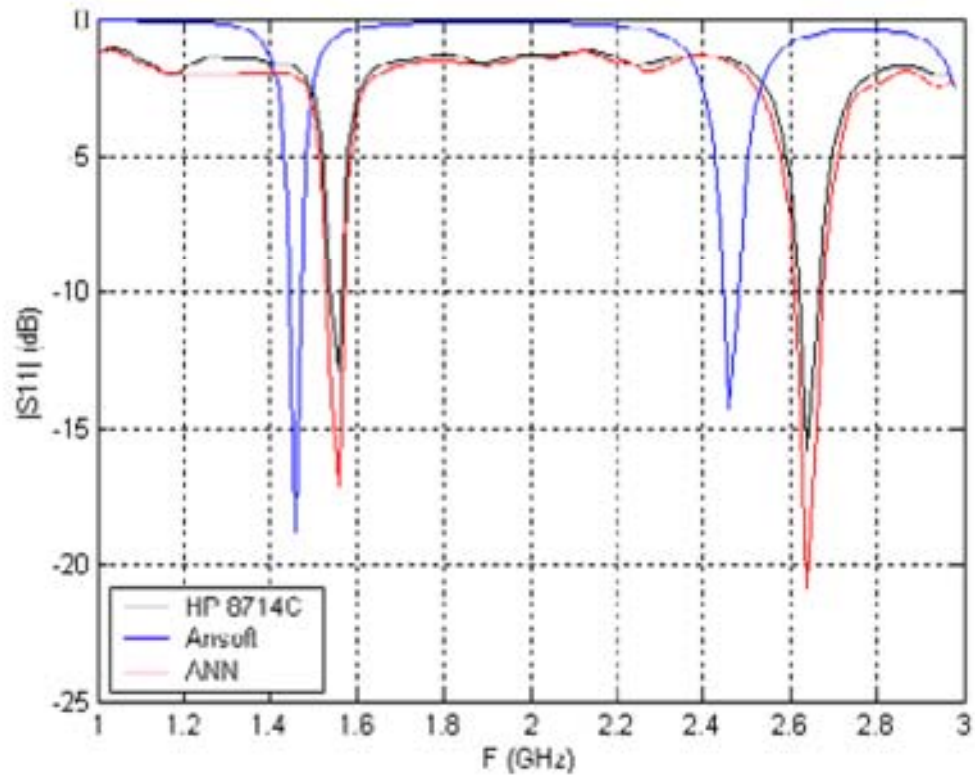


Figura 5.17: Resposta da rede (padrão não utilizado no treinamento) para o valor $\ell = 8$ mm, e comparação com medição (HP 8714C) e simulação (Ansoft Designer).

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

Neste trabalho foi realizado o estudo de três antenas de microfita. O objetivo foi modelar essas estruturas através de redes neurais artificiais para predição de valores e comparar com resultados experimentais e simulados.

Foi apresentada a fundamentação de antenas de microfita. Foram mostradas diferentes configurações que essas antenas podem ter, suas vantagens em relação a outros tipos de antenas e algumas características fundamentais.

As principais formas de miniaturização de antenas foram descritas, bem como os efeitos de curtos nas antenas, efeitos de alteração da geometria, como fendas, dobras dentre outras e carregamento da antena com outros materiais.

Os parâmetros de treinamento e arquitetura da rede foram mantidos constantes para a modelagem das antenas. A abordagem neural foi utilizada e mostrou-se eficiente e alternativo instrumento na estimação de parâmetros das antenas, especificamente a perda de retorno. Os resultados obtidos após o treinamento das redes mostram que a técnica pode ser usada como uma ferramenta computacional de apoio, contribuindo consideravelmente no estudo de modelagem de estruturas planares como as antenas de microfita.

Trabalhos futuros que podem ser realizados estão na direção de estudos dos emprego de novos materiais dielétricos, como metamateriais, empregos de novas técnicas de análise como algoritmos genéticos, FDTD, entre outros, na análise de antenas *patch* de microfita multibanda.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R.F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth and efficiency", *Journal of Research of the National Bureau of Standards-D. Radio Propagation*, vol. 64D, January-February, 1960.
- [2] D. M. Grimes, C. A. Crimes, "Bandwidth and Q of Antennas Radiating TE e TM Modes," *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, pp. 217-226, 1995.
- [3] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 2nd ed., John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [4] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl e A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook", Boston, USA: Artech House, Inc., 2001.
- [5] J. R. James e P. S. Hall (Editores), Handbook of microstrip antennas, vol. 1, London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [6] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 837-842, May 1997.
- [7] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna Handbook*, New York, Van Nostrand Reinhold, 1988.

- [8] R. B. Waterhouse, S. D. Targonski, and D. M. Kokotoff, "Design and performance of small printed antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 1629–1633, Nov. 1998.
- [9] K. M. Luk, R. Chair, and K. F. Lee, "Small rectangular patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 2366–2367, Dec. 1998.
- [10] M. Sanad. "A small size microstrip antenna having a partial short circuit." *In 9th IEE International Conference on Antennas and Propagation*, pp. 282-285, Vol 1, 1995.
- [11] O. Staub, J-F. Zurcher, A. Skrivervik, "Some Considerations on the Correct Measurement of the Gain and Bandwidth of Electrically Small Antennas" *Microwave and Optical Technology Letters*, 17, 3, February 20 1998, pp. 156-160.
- [12] W. S. Chen, "Single-feed dual-frequency rectangular microstrip antenna with square slot," *Electron. Lett.* 34, 231–232, Feb. 5, 1998.
- [13] J. H. Lu and K. L. Wong, "Slot-loaded, meandered rectangular microstrip antenna with compact dual-frequency operation," *Electron. Lett.* 34, 1048–1050, May 28, 1998.
- [14] Yang, F., X. X. Zhang, X. Ye, and Y. Rahmat-Samii, "Wide-band e-shaped patch antennas for wireless communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 7, pp. 1094–1100, July 2001.

- [15] Yu. A. and Zhang, X., "A Method to Enhance the Bandwidth of Microstrip Antennas Using a Modified *e-shaped patch*", Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings, pp. 261-264, Aug. 2003.
- [16] Turkoglu, O., Akkaya, I. and Buldu, A., "*E shaped antennas (ESA)*", Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 3, pp. 504-507, August 2002.
- [17] Haykin, S. "*Redes neurais artificiais: princípio e prática.*", segunda edição, 2001.
- [18] Wong, K. "Compact and broadband microstrip antennas.", John Wiley & Sons, 2002.
- [19] M. T. Hagan and M. B. Menhaj. "Training feedforward networks with the Marquardt algorithm". IEEE Transactions on Neural Networks, 5 (6): 989-993, 1994.
- [20] CHEN, J.S., and WONG, K.L.: 'A single-layer dual-frequency rectangular microstrip patch antenna using a single probe feed', Microw. Opt. Technol. Lett., 1996, 11, pp. 83-84.
- [21] E. N. R. Q. Fernandes, "Modelagem Neurocomputacional de Dispositivos de Microondas com Estruturas EBG". Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, PB, Brasil, 2004.