

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ANTENA DE
MICROFITA PARA SISTEMA MÓVEL CELULAR**

Daniel Camelo Lacerda
Aluisio Cesar dos Santos Junior

ORIENTADOR: ANTONIO JOSÉ MARTINS SOARES

PROJETO FINAL DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BRASÍLIA/DF: DEZEMBRO/2008

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ANTENA DE MICROFITA PARA SISTEMA MÓVEL CELULAR

Daniel Camelo Lacerda
Aluisio Cesar dos Santos Junior

MONOGRAFIA DE PROJETO FINAL DE GRADUAÇÃO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO.

APROVADA POR:

ANTONIO JOSÉ MARTINS SOARES, Dr, ENE/UnB
(ORIENTADOR)

MARCO ANTONIO BRASIL TERADA, Dr, ENE/UnB
(EXAMINADOR)

FRANKLIN DA COSTA SILVA, Dr, ENE/UnB
(EXAMINADOR)

BRASÍLIA, 08 DE DEZEMBRO DE 2008.

RESUMO

Este trabalho apresenta a análise, o projeto e a construção de uma antena de microfita para operação nas faixas de frequências de 900 MHz e 1800 MHz, para aplicação em aparelhos de telefonia móvel. Como passo intermediário, foram montadas duas antenas que operam em frequência única: uma em 900 MHz e outra em 1800 MHz. Como ferramenta de projeto, utilizou-se o método *FDTD* (*Finite Difference Time Domain*) por meio do programa *FDTD-Studio* [15]. As estruturas obtidas para cada uma das frequências de operação foram montadas e medidas com auxílio de um analisador de rede. Para que o principal parâmetro analisado, a perda de retorno, fosse otimizado, foram feitos ajustes nas dimensões da estrutura radiante. Os resultados comprovam a funcionalidade do método implementado no software, e a validade da teoria existente acerca das antenas de microfita.

ABSTRACT

This work presents the analysis, the design and the construction of a microstrip antenna for operation on double frequency band of 900 MHz and 1800 MHz, for mobile telephone instruments application. As an intermediary step, two antennas operating on single frequency bands were constructed: one operating on 900 MHz band and other on 1800 MHz band. The FDTD (*Finite Difference Time Domain*) method was used as the design tool with the *FDTD-Studio* program [15]. The structures for each operating frequency band were constructed and measured with a network analyzer. In order to optimize the main parameter, the return loss, adjusts were performed at the radiating structure dimensions. The results demonstrate the functionality of the technique and the validity of the existing microstrip antenna theory.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	1
2. ANTENAS DE MICROFITA	3
2.1. Configurações de antenas de microfita.....	3
2.1.1. <i>Patch</i>	3
2.1.2. Dipolo em microfita	5
2.1.3. Antenas em fendas.....	5
2.2. Vantagens e desvantagens	6
2.3. Aplicações	6
2.4. Mecanismo de radiação	7
2.4.1. Modelo da cavidade.....	8
2.4.2. Técnicas de alimentação	10
2.5. Formulação teórica	12
2.5.1. Diretividade e Ganho.....	12
2.5.2. Diagrama de radiação	12
2.5.3. Polarização	13
2.5.4. Perdas por descasamento da impedância de entrada	15
2.5.5. Perdas em dielétricos e condutores.....	16
2.5.6. Largura de banda	17
3. ANÁLISE USANDO FDTD	18
3.1. Formulação do FDTD.....	19
3.1.1. Diferenças finitas.....	19
3.1.2. Algoritmo de Yee	20
3.2. Critérios de estabilidade	23
3.3. Condições de absorção	25
3.4. Modelo de excitação	26
3.5. Parâmetros no domínio da frequência	27
3.6. Aplicações	28
4. ANTENA PIFA	30
4.1. Descrição completa.....	30
4.2. Parâmetros de projeto e seus efeitos.....	36
4.2.1. Posição do ponto de alimentação	36
4.2.2. Impedância da linha de transmissão	38

4.2.3. Pinos	40
4.2.4. Distância entre plano de terra e elemento radiante.....	42
4.2.5. Substrato dielétrico	43
4.2.6. Largura e comprimento do elemento radiante.....	44
4.2.7. Tamanho do plano de terra	46
5. RESULTADOS PRÁTICOS	47
5.1. Protótipo para a frequência de 900 MHz.....	47
5.2. Protótipo para a frequência de 1800 MHz.....	49
5.3. Protótipos para as frequências de 900 MHz e 1800 MHz	51
6. CONCLUSÕES	53
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	54

LISTA DE FIGURAS

Fig.2.1. Geometria básica de uma antena <i>patch</i>	4
Fig.2.2. Formatos tipicamente usados em antenas <i>patch</i>	4
Fig.2.3. Formatos não-convencionais usados em aplicações especiais.	4
Fig.2.4. Dipolo impresso alimentado por uma linha de transmissão em microfita.	5
Fig.2.5. Antenas em microfita do tipo fenda.	5
Fig.2.6. Distribuição de cargas e correntes na antena de microfita.	7
Fig.2.7. (a) Frangeamento do campo elétrico quando o plano de terra é maior que o elemento radiante. (b) Frangeamento quando o plano de terra tem as mesmas dimensões do elemento radiante.	8
Fig.2.8. Espessura $\Delta \cong h$ do campo de borda.	10
Fig.2.9. Alimentação da antena em microfita por meio de cabo coaxial.	11
Fig.2.10. Alimentação da antena por meio de linha de transmissão em microfita.	11
Fig.2.11. Comparação do diagrama de radiação de antenas em microfita.	13
Fig.3.1. Célula de Yee.	21
Fig.3.2. Configurações possíveis de grades para espaço computacional.	23
Fig.4.1. Geometria de uma PIFA montada sobre a placa de circuito de um telefone móvel celular.	31
Fig.4.2. Dispositivos usados para operação em banda dupla.	32
Fig.4.3. PIFA de frequência dupla com duas <i>patches</i> separadas.	33
Fig.4.4. PIFA de frequência dupla com uma fenda moldada em “L”.	33
Fig.4.5. Geometria de uma antena PIFA para operação em uma única frequência (medidas em mm).	34
Fig.4.6. Perda de retorno medida e simulada para uma antena PIFA operando em uma única frequência.	34
Fig.4.7. Geometria de uma antena PIFA para operação em dupla frequência (medidas em mm).	35
Fig.4.8. Perda de retorno medida e simulada para a antena PIFA da Fig.4.7.	36

Fig.4.9. a) Fonte de alimentação na posição A. b) Fonte de alimentação na posição B.	37
Fig.4.14. Estruturas utilizadas para avaliação do efeito do distanciamento entre os pinos e o ponto de alimentação.	40
Fig.4.15. Perda de retorno para as configurações A, B e C.	41
Fig.4.16. a) Pino e seu raio. b) Elemento radiante genérico, com pino.	42
Fig.4.17. Composição da cavidade sob o elemento radiante.	42
Fig.4.18. Antenas utilizadas nas simulações. (a) dielétrico ar e (b) dielétrico com ϵ_r igual a 2, 2,5 e 3.	44
Fig.4.19. Efeito do dielétrico sobre a frequência de melhor casamento.	44
Fig.4.20. PIFA dual para 900 MHz e 1800 MHz.	45
Fig.4.21. Perda de retorno para a estrutura da Fig.4.20, com C=3,5.	46
Fig.5.1. Caixa de metal com dimensões a=3 cm, b=6,2 cm e c=13,8 cm.	47
Fig.5.2. Antena construída para a verificação dos resultados de simulação em 900 MHz.	48
Fig.5.3. Resultados práticos e simulados de perda de retorno para a frequência de 900 MHz.	49
Fig.5.4. Antena construída para a verificação dos resultados de simulação em 1800 MHz.	50
Fig.5.5. Resultados práticos e simulados de perda de retorno para a frequência de 1800 MHz.	50
Fig.5.6. Antena construída para a verificação dos resultados de simulação em 900 MHz e 1800 MHz.	51
Fig.5.7. Resultados de teste e simulação para a perda de retorno da antena operando em 900 MHz e 1800 MHz.	52

LISTA DE SIGLAS

ABC	<i>Absorbing Boundary Condition</i>
DCS	<i>Digital Communication Systems</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
EMP	<i>Electromagnetic Pulse</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HPM	<i>High Power Microwave</i>
PCS	<i>Personal Communications Service</i>
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>
PIFA	<i>Planar Inverted-F Antenna</i>
PMC	<i>Perfect Magnetic Conductor</i>
PML	<i>Perfectly Matched Layers</i>
RBC	<i>Radiation Boundary Condition</i>
RL	<i>Return Loss</i>
TEM	<i>Transversal Eletro-Magnético</i>
TM	<i>Transversal Magnético</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

1. INTRODUÇÃO

Com o avanço da eletrônica digital, têm surgido dispositivos eletrônicos cada vez menores, entre eles, os de telefonia móvel. Ao mesmo tempo, a engenharia de telecomunicações tem buscado acompanhar essa evolução com o projeto de sistemas radiantes igualmente reduzidos. A possibilidade de diminuir cada vez mais as dimensões dos sistemas radiantes é uma vantagem, uma vez que deixam de ser um impedimento à miniaturização dos dispositivos que fazem uso de antenas. Nesse sentido, as estruturas planares têm recebido atenção especial, pois possuem propriedades interessantes tais como: baixo custo, facilidade de acomodação em pequenos espaços, e apresentam estrutura fina em perfil.

Concomitantemente ao melhoramento das técnicas de fabricação, o desenvolvimento de ferramentas computacionais tem contribuído para a evolução das técnicas de projeto de antenas. Entre essas ferramentas, destaca-se o método das diferenças finitas no domínio do tempo, *FDTD*, que tem se mostrado bastante eficiente no tratamento de problemas de propagação de ondas eletromagnéticas.

O objetivo deste trabalho é o projeto de uma estrutura radiante que pode ser aplicada a dispositivos móveis em uma faixa específica de operação. Busca-se, portanto, projetar uma estrutura leve e com pequenas dimensões. Nos capítulos a seguir são apresentadas definições, conceitos e ferramentas englobadas por esse objetivo.

No capítulo dois, é feita uma cobertura geral sobre aspectos teóricos relacionados às estruturas radiantes. O capítulo inicia com a classificação das estruturas planares, discute-se o funcionamento dessas estruturas, e termina com definições importantes do segmento das estruturas radiantes.

No capítulo três, é apresentado o método FDTD. São discutidas as condições necessárias para que os resultados encontrados sejam válidos e, por fim, são apresentados problemas de outras áreas do conhecimento, que podem ser solucionados com o método das diferenças finitas.

Com o capítulo quatro, objetiva-se expor aspectos particulares da antena planar em F invertido (PIFA). Inicia-se com a descrição da estrutura e, em seguida, são analisados os principais parâmetros de projeto como comprimento, largura, altura e distâncias dos elementos de uma PIFA. A forma como tais parâmetros podem ser manipulados também é discutida.

No capítulo cinco, são projetadas, com o auxílio do software *FDTD-Studio* [15], e testadas algumas estruturas PIFA. Inicialmente é projetada uma estrutura que opera em 900 MHz e outra em 1800 MHz. Por fim é projetada uma estrutura dual, para 900 MHz e 1800 MHz. As estruturas são construídas e testadas, e os resultados são comparados ao esperado a partir das simulações.

O capítulo seis constitui a conclusão do trabalho.

2. ANTENAS DE MICROFITA

As primeiras idéias sobre antenas em microfita datam de 1955, mas foi a partir da década de 70 que os primeiros protótipos foram efetivamente fabricados e utilizados. Isso ocorreu devido ao surgimento de substratos com baixas perdas, boas propriedades térmicas e mecânicas, e novos processos de fabricação, como a fotolitografia. A própria formulação para análise teórica da estrutura foi melhorada. Desde então, propriedades tais como baixo volume, baixo custo, formato ajustável e compatibilidade com circuitos integrados têm, cada vez mais, justificado o uso dessas antenas.

Em sua forma mais simples, a antena em microfita consiste de uma placa condutora sobre um plano de terra, separados por um substrato dielétrico. É preciso que a permissividade elétrica relativa do dielétrico seja baixa, tipicamente menor que 2,5, para garantir que o dielétrico não interfira muito na radiação do campo eletromagnético.

Essas antenas são finas, em perfil, e são facilmente aplicáveis a comunicações móveis e aeroespaciais. Sua utilização não é uma novidade no mundo das comunicações. Pode-se considerar que essa tecnologia já tem um razoável grau de maturidade e várias limitações de seu uso já foram superadas.

Atualmente, essas antenas desempenham um importante papel em telecomunicações, sendo disponíveis em uma grande variedade de configurações, como descritas a seguir.

2.1. Configurações de antenas de microfita

Antenas em microfita podem ser fabricadas em muitas geometrias diferentes. Pode-se dividi-las em três categorias básicas: *patch*, dipolos e fendas.

2.1.1. *Patch*

A geometria básica da antena *patch* é mostrada na Fig.2.1 e os formatos mais convencionais são ilustrados na Fig.2.2. Apesar dos diferentes formatos geométricos, as características de radiação são muito semelhantes. Uma antena *patch* típica tem entre 5 dB e 6 dB de ganho e entre 70° e 90° de largura de feixe de -3 dB. Para aplicações especiais, onde o espaço para acoplamento da antena é limitado, pode-se utilizar estruturas com formatos não-convencionais, como os ilustrados na Fig.2.3.

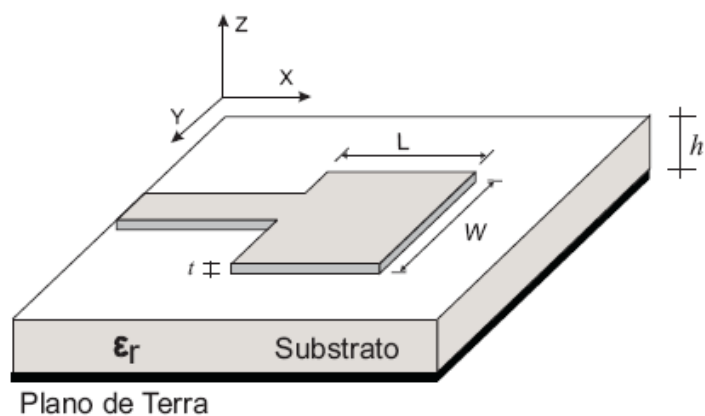


Fig.2.1. Geometria básica de uma antena *patch*.

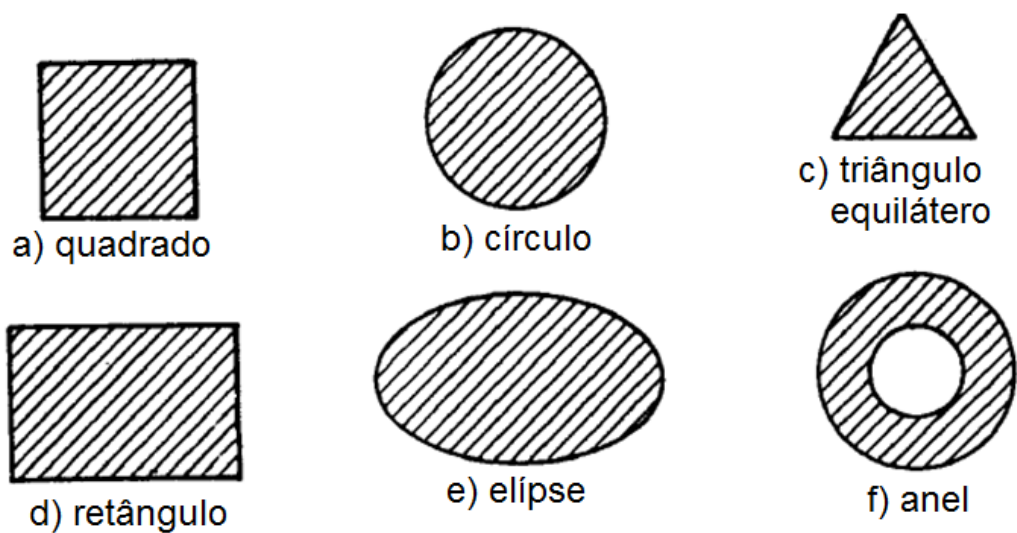


Fig.2.2. Formatos tipicamente usados em antenas *patch*.

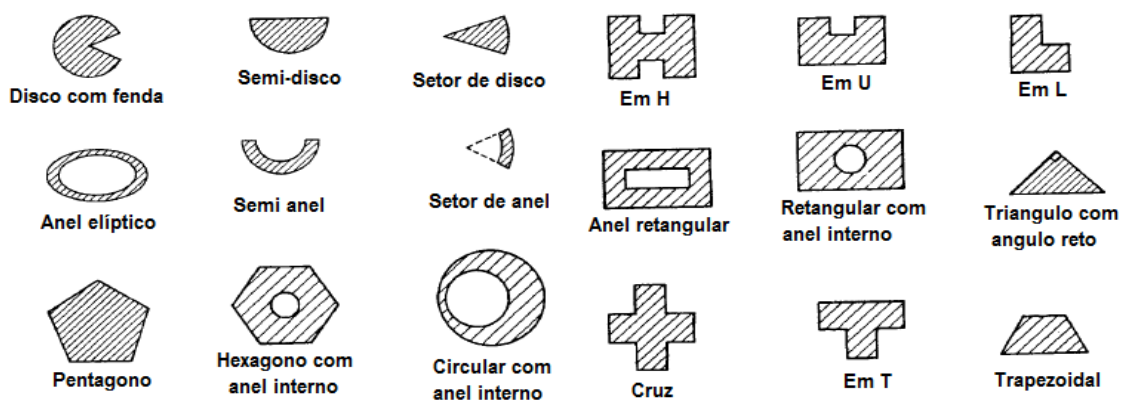


Fig.2.3. Formatos não-convencionais usados em aplicações especiais.

2.1.2. Dipolo em microfita

A configuração dipolo impresso consiste, basicamente, em uma *patch* com uma de suas dimensões muito maior que a outra. O dipolo é impresso nos dois lados de uma placa dielétrica e alimentado por uma linha de transmissão impressa, Fig.2.4. O diagrama de radiação do dipolo e da *patch* são semelhantes devido à similar distribuição de corrente em ambos. Apesar disso, a resistência de radiação, largura de banda e polarização são bem diferentes. O mecanismo de alimentação deve ser projetado juntamente com o dipolo, pois também é em microfita.

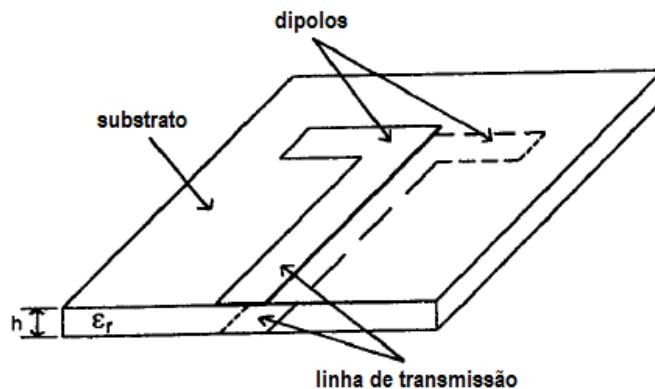
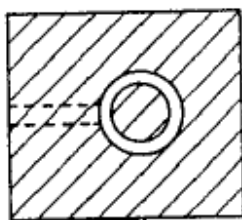


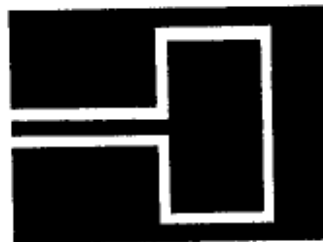
Fig.2.4. Dipolo impresso alimentado por uma linha de transmissão em microfita.

2.1.3. Antenas em fendas

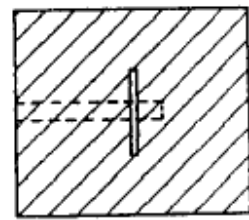
Consiste de uma fenda na placa condutora, podendo assumir muitas formas, dependendo da aplicação. A Fig.2.5 ilustra algumas configurações de antenas em fendas. Observa-se que, ao contrário da *patch*, essa antena não possui plano de terra. A estrutura é alimentada por uma microfita ou até mesmo por um guia de onda co-planar. Como é uma estrutura que radia nos dois lados da placa, seu diagrama de radiação é simétrico.



Fenda em anel
com alimentação



Anel retangular



Fenda retangular com
alimentação em microfita

Fig.2.5. Antenas em microfita do tipo fenda.

2.2. Vantagens e desvantagens

Antenas em microfita podem ser projetadas para uma faixa de frequências de 100 MHz a 100 GHz, aproximadamente, o que significa uma grande faixa de aplicação. Além disso, é leve, fina, ajustável a superfícies diversas, barata, permite diferentes polarizações, é compatível com circuitos integrados e o casamento de impedância pode ser obtido durante o processo de fabricação.

Apresentam também algumas desvantagens, como largura de banda estreita e baixo ganho. No caso de conjuntos, a alimentação, para um bom desempenho, é complexa, pois pode apresentar grande radiação, baixa potência de transmissão, excitação de ondas de superfície e depende de um bom dielétrico.

2.3. Aplicações

Inicialmente, antenas de microfita encontravam aplicações apenas em sistemas militares como em mísseis, foguetes, aeronaves e satélites. Nos últimos anos, essas antenas estão sendo usadas no setor comercial por causa do custo reduzido do material dielétrico e desenvolvimento tecnológico de fabricação. Devido às intensas pesquisas em desenvolvimento e aumento do uso, as antenas de microfita estão substituindo antenas convencionais. Algumas aplicações para as quais as antenas de microfita têm sido desenvolvidas incluem comunicação via satélite; serviços de radiodifusão; Doppler e outros tipos de radar; radioaltímetros; controle e comando de sistemas; sensoriamento remoto e instrumentação ambiental; elementos de alimentação em antenas complexas; radiadores biomédicos; e alarmes contra intrusos [2].

Antenas de microfita são antenas planas em aspecto e apresentam baixo perfil. Por isso, têm sido empregadas em sistemas de comunicação celular como o sistema global para comunicações móveis (GSM; 890-960 MHz); o sistema de comunicação digital (DCS; 1710-1880 MHz); o sistema pessoal de comunicações (PCS; 1850-1990 MHz); o sistema universal de telecomunicações móveis (UMTS; 1920-2170 MHz); e redes sem fio em áreas locais (WLANs) nas bandas de 2,4 GHz (2400-2484 MHz) e 5,2 GHz (5150-5350 MHz). Muitos projetos recentes de antenas de microfita para as aplicações relacionadas, como as antenas internas dos telefones celulares, antenas de estações base, WLAN ou antenas para bluetooth, têm sido relatados especialmente desde o ano 2000 [5].

2.4. Mecanismo de radiação

Um substrato dielétrico muito fino e com uma constante dielétrica relativa muito alta reduz a radiação das antenas de microfita. O campo de radiação da microfita pode ser determinado a partir da distribuição de campo entre a estrutura radiante e o plano de terra ou a partir das correntes circulantes na lâmina condutora.

Considere que uma fonte de microondas tenha sido conectada a uma antena em microfita. A excitação vai provocar uma distribuição de cargas nos lados inferior e superior da antena, assim como na superfície do plano de terra, como mostrado na Fig.2.6. A estrutura radiante tem a dimensão C com cerca de $0,5\lambda$, de modo que cargas de sinais opostos se revezam, no tempo, em um ponto qualquer da superfície. As forças repulsivas entre as cargas da parte inferior da superfície deslocam cargas para a parte superior da superfície, através das bordas. Esse movimento de cargas cria densidades de corrente J_s e J_i nas partes superior e inferior, respectivamente, da estrutura radiante. A radiação é atribuída ao frangeamento dos campos nas bordas do radiador, Fig.2.7(a).

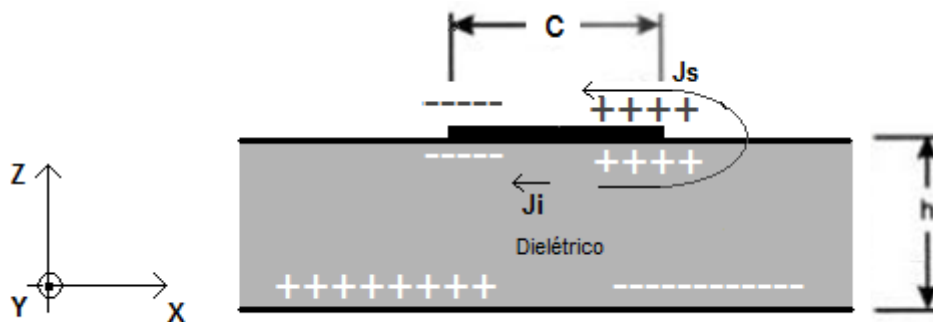


Fig.2.6. Distribuição de cargas e correntes na antena de microfita.

Se o campo elétrico for decomposto em suas componentes verticais e horizontais, as componentes normais ao refletor estariam fora de fase entre si, sendo mutuamente canceladas, ou seja, as componentes normais não contribuem para a radiação em campo distante. As componentes tangenciais estariam em fase entre si e o campo resultante teria o máximo de radiação na direção ortogonal ao elemento radiante, acima do refletor.

A função básica do refletor, ou plano de terra, é modificar o diagrama de radiação da antena, concentrando em determinada direção de interesse a maior parte possível da energia transmitida ou aumentando a área efetiva de recepção de energia. Em outras palavras, ocorre uma melhor adequação do sistema radiante a condições de ganho e diretividade. Em algumas aplicações, é interessante que a antena tenha boa captação

apenas do sinal que venha do espaço superior ou do horizonte. Então, utiliza-se plano de terra (ou refletor) para concentrar a maior capacidade de recepção na região de interesse. Especialmente no caso das antenas em microfita, o plano de terra faz parte do mecanismo de radiação ao aumentar a magnitude das componentes de campo elétrico paralela ao plano de terra. Na Fig.2.7(a), o plano de terra tem sua dimensão P maior que a dimensão C do elemento radiante. Se $C = P$, como na Fig.2.7(b), a capacidade de radiação seria reduzida drasticamente. Isso significa que o plano de terra influencia o diagrama de radiação.

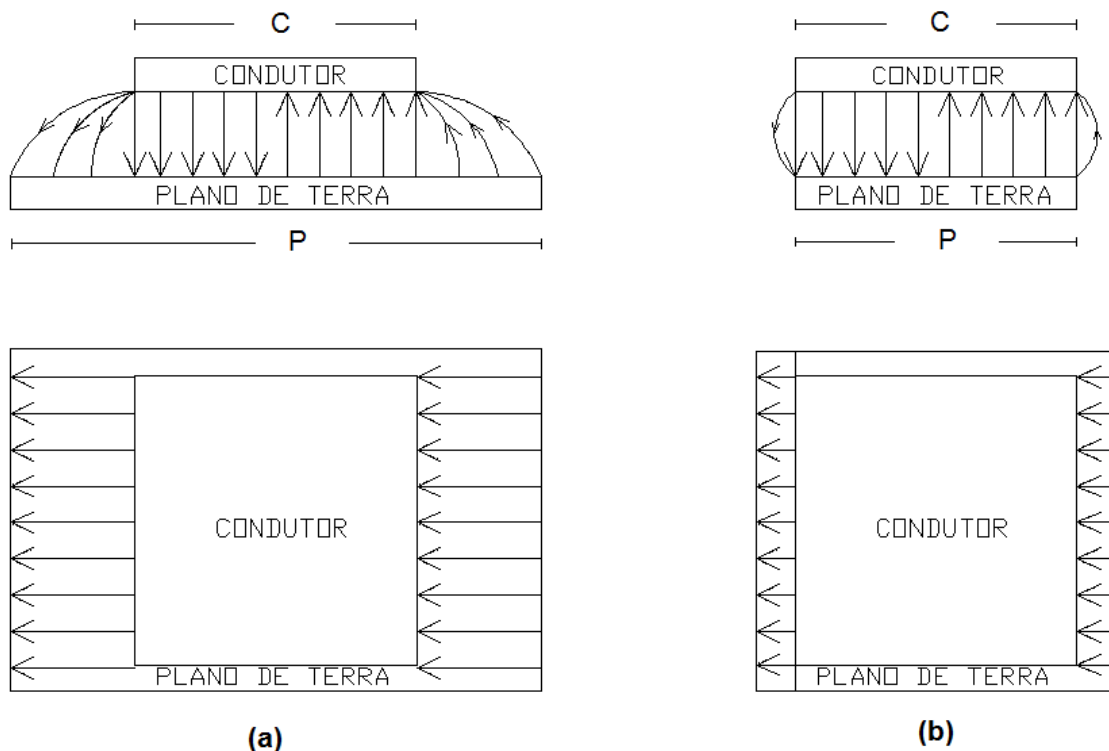


Fig.2.7. (a) Frangeamento do campo elétrico quando o plano de terra é maior que o elemento radiante.
(b) Frangeamento quando o plano de terra tem as mesmas dimensões do elemento radiante.

2.4.1. Modelo da cavidade

O modelo da cavidade é um método analítico de análise de antena. Não apresenta uma boa precisão como os métodos numéricos executados computacionalmente, como o FDTD, mas é suficiente para, de forma aproximada e simplificada, antecipar algumas conclusões acerca do comportamento dos campos na antena [2].

Nesse modelo, o interior da microfita é modelado como uma cavidade contida em paredes elétrica e magnética. Elétrica no topo e na base, e magnética nas bordas laterais. As bases dessas suposições são as seguintes observações para substratos finos.

- Como o substrato dielétrico é muito fino ($h \ll \lambda$), os campos não variam na direção z (direção ortogonal ao refletor) no interior do substrato.

- No interior do substrato, o campo elétrico tem componentes somente na direção z , enquanto o campo magnético tem somente componentes transversas, contidas na região entre o plano de terra e a lâmina superior da antena.

- A corrente elétrica no elemento radiante não tem componentes normais, flui paralelamente a ela. Isso implica que as componentes tangenciais de campo, nas bordas da antena, são desprezíveis e a parede magnética fica situada na periferia da cavidade.

A distribuição de campos pode ser dividida em duas regiões: interior e exterior à cavidade. No interior da cavidade, considerando que a espessura h do dielétrico é muito fina, a distribuição de campo é descrita como sendo TM (Transversal Magnética). Como resultado, tem-se somente as componentes E_z , H_x e H_y e os campos satisfazendo as seguintes condições nos condutores superior e inferior:

$$\hat{n} \times \bar{E}^i = 0 \quad (2.1)$$

e nas paredes laterais:

$$\hat{n} \times \bar{E}^i = \hat{n} \times \bar{E}^e \quad (2.2)$$

$$\hat{n} \times \bar{H}^i = \hat{n} \times \bar{H}^e \quad (2.3)$$

onde os índices i e e referem-se à parte interna e externa da cavidade, respectivamente.

Assume-se que as paredes magnéticas ficam situadas a uma distância Δ da projeção ortogonal do elemento radiante, ou seja, a cavidade compreende a parte imediatamente abaixo do elemento radiante e acima do plano de terra, mais um pequeno volume nas bordas dessa região. Esse pequeno volume é devido ao frangeamento dos campos. Embora Δ dependa do dielétrico e da forma da estrutura, pode-se assumir que $\Delta \cong h$ para pequeno ϵ_r do dielétrico usado entre o plano de terra e o elemento radiante, como ilustrado na Fig.2.8.

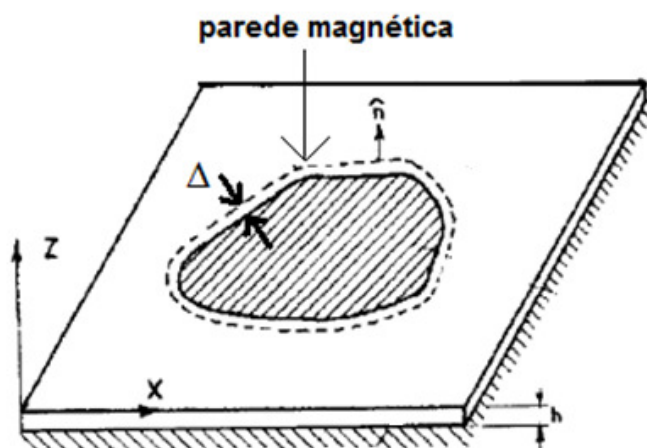


Fig.2.8. Espessura $\Delta \cong h$ do campo de borda.

2.4.2. Técnicas de alimentação

Uma importante técnica de alimentação, que vem sendo utilizada nos últimos anos, é uma abertura de acoplamento, que torna possível a utilização de cabos coaxiais como forma de alimentação das antenas de microfita. Também pode ser alimentada por uma linha em microfita que liga o ponto de alimentação à estrutura da antena. Em muitos sistemas radiantes, tem-se a necessidade de acoplar algum elemento (balun, estube ou até linha de um quarto de comprimento de onda) para diminuir a reflexão de ondas, ou seja, promover o casamento de impedâncias. No caso da microfita, o casamento de impedância é realizado durante a fabricação da antena, por meio da manipulação do mecanismo de alimentação.

A antena de microfita radia preferencialmente por um lado apenas. Com isso, deve-se diminuir possíveis interferências nesse lado. Então, a alimentação geralmente ocorre por baixo do plano de terra. Têm-se duas principais técnicas de alimentação: por cabo coaxial ou por linha em microfita.

A seleção de uma ou outra forma de alimentação depende de muitos fatores. O mais importante é o casamento de impedância, que está relacionado diretamente à eficiência de transferência de potência entre o elemento radiante e o elemento alimentador. Além do mais, a forma de alimentação influi no diagrama de radiação da antena, podendo desconfigurar o lóbulo principal de radiação gerando lóbulos secundários, o que afeta a sua diretividade, relação frente costas etc [2].

A utilização de uma ponta de prova é um dos mecanismos básicos de inserção de potência em microfita. A ponta de prova, nesse caso, é o condutor interno do cabo coaxial. O condutor externo é ligado à parte traseira do plano de terra, enquanto que o

condutor interno passa através do dielétrico e é conectado à *patch*, o elemento radiante, como ilustra a Fig.2.9. Busca-se sempre a posição em que o melhor casamento de impedância é encontrado. A principal vantagem desse tipo de alimentação é a possibilidade de controle do casamento de impedância.

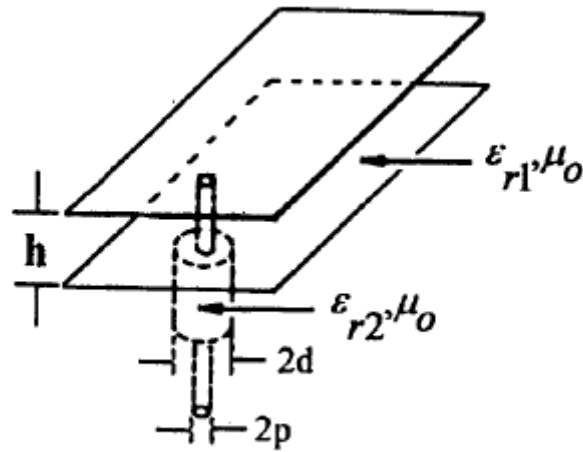


Fig.2.9. Alimentação da antena em microfita por meio de cabo coaxial.

A principal vantagem da alimentação por microfita é a possibilidade de fabricação da estrutura de alimentação e da antena ao mesmo tempo, como ilustrado na Fig.2.10. A alimentação fica como uma extensão da estrutura radiante. Uma de suas principais limitações ocorre quando é necessária uma antena com dimensões muito reduzidas, pois a superfície aumenta. Além disso, a extremidade do elemento radiante tem uma impedância muito alta, o que dificulta o casamento entre a microfita e a antena.

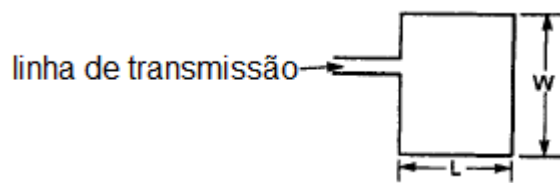


Fig.2.10. Alimentação da antena por meio de linha de transmissão em microfita.

2.5. Formulação teórica

Nesta seção são apresentados alguns parâmetros relacionados às antenas, em particular às antenas de microfita.

2.5.1. Diretividade e Ganho

A habilidade de uma antena em concentrar a potência radiada em uma dada direção, ou inversamente, absorver a potência incidente a partir daquela direção, é definida como diretividade da antena segundo determinada direção. Em outras palavras, a diretividade indica até que ponto a antena é capaz de concentrar energia segundo um ângulo sólido limitado; quanto menor este ângulo, maior a diretividade.

Quantitativamente define-se diretividade como a razão entre a densidade de potência radiada, em determinada direção de interesse, e a densidade média de potência radiada, isto é [1]:

$$D(\theta_0, \phi_0) = \frac{S(\theta_0, \phi_0)}{P_r / 4\pi r^2} \quad (2.4)$$

Imediatamente, define-se um rendimento associado à antena, dado por $\eta = \frac{P_r}{P_A}$,

que representa a fração da potência, com que se alimenta a antena, que é efetivamente radiada. Uma relação importante entre diretividade e ganho, expressa com o auxílio da equação (2.4), é:

$$G = \eta D \quad (2.5)$$

onde G representa o ganho da antena em uma dada direção, definido como a intensidade de radiação obtida com relação à intensidade que seria obtida caso a potência aceita pela antena fosse radiada isotropicamente.

2.5.2. Diagrama de radiação

O diagrama de radiação é uma das principais ferramentas de análise de funcionamento de uma antena, porque muitas das alterações efetuadas em uma estrutura radiante interferem no seu diagrama de radiação. Características como formato do lóbulo principal, diretividade, ganho e razão frente-costas podem ser analisadas a partir do diagrama de radiação.

A posição em que uma antena é fixada interfere no seu desempenho de transmissão e recepção, porque a distribuição da potência radiada por uma antena se dá, na maioria das vezes, de forma desigual no espaço. É interessante conhecer o diagrama de radiação da antena, pois existem direções de máximos e mínimos de radiação, e isso pode ser utilizado a favor de uma boa recepção ou transmissão.

A partir dos diagramas de radiação mostrados na Fig.2.11, pode-se concluir que existe um padrão de radiação característico para as antenas em microfita. Nota-se uma baixa diretividade e uma grande relação frente-costas. Esse formato característico é derivado da estrutura básica da antena: um radiador sobreposto a um plano de terra. Na Fig.2.11(a) é apresentado o resultado de uma simulação onde foi considerado um plano de terra infinito. Nas Figs.2.11 (b) e (c), apresenta-se os planos *E* e *H* de dois diagramas de radiação.

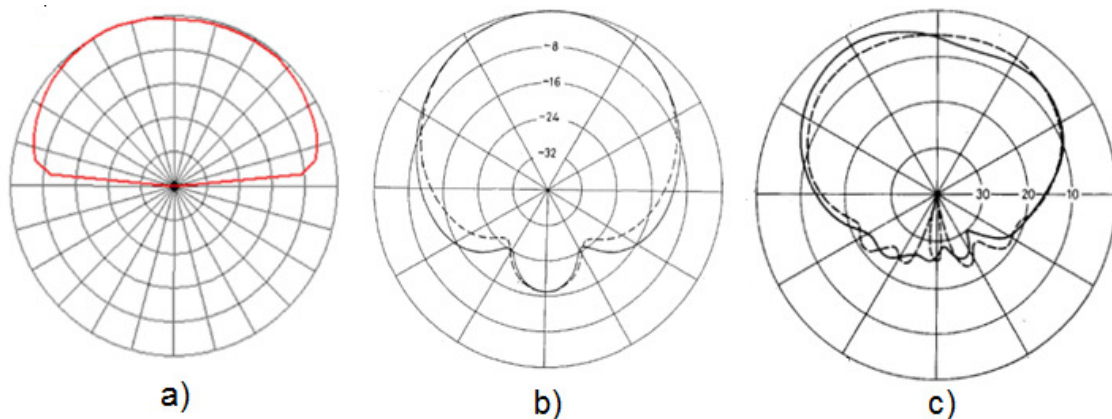


Fig.2.11. Comparação do diagrama de radiação de antenas em microfita.

Relacionado ao conceito de planos de radiação, o ângulo de meia potência é definido como o ângulo entre dois pontos do diagrama em que a densidade de potência transmitida é metade do valor máximo. No caso de antenas para celular, devido a sua própria natureza, é interessante que tal ângulo seja grande de forma que a comunicação seja garantida para qualquer posicionamento do aparelho celular. Ao contrário das antenas diretivas, onde um pequeno ângulo de meia potência é desejado, nas antenas para celular, o diagrama ideal seria aquele que concentre todo seu volume em um semi-espaço.

2.5.3. Polarização

No caso de antenas simples, dipolos, por exemplo, uma maneira de descobrir a polarização da onda radiada é observando a posição da antena transmissora. Se o dipolo

está na vertical, a corrente elétrica está na vertical e, portanto, o campo elétrico distante (na direção de máxima radiação) correspondente está na vertical, logo a polarização é vertical.

Do ponto de vista da polarização, o objetivo principal é o projeto de uma antena cuja recepção não seja afetada pela posição da estrutura. Então é importante que se obtenha uma polarização do tipo circular. Com isso, garante-se que, independentemente da posição da antena, a recepção não será afetada, dispensando o ajuste de polarização feito na polarização linear. Em outras palavras, deseja-se que a orientação do receptor ou do transmissor não interfira na recepção do sinal. Se a polarização fosse linear e o transmissor e o receptor estivessem posicionados ortogonalmente, um em relação ao outro, a recepção do sinal seria praticamente nula.

O campo elétrico instantâneo de uma onda plana viajando na direção z , sentido positivo, é dado por:

$$\vec{E}(z,t) = E_x \cos(\omega t - \beta z + \phi_x) \hat{a}_x + E_y \cos(\omega t - \beta z + \phi_y) \hat{a}_y \quad (2.6)$$

em que E_x e E_y são as magnitudes máximas, ϕ_x e ϕ_y são os ângulos de fase das componentes x e y , respectivamente, ω é a frequência angular e β é a constante de propagação. Para que a onda tenha polarização circular, é preciso que $E_x = E_y$ e que a diferença de fase $\Delta\phi$ seja um múltiplo ímpar de $\pi/2$ [5].

Em uma antena de microfita, as magnitudes E_x e E_y dependem do formato da mesma. Se a fonte de alimentação estiver posicionada no meio da estrutura radiante quadrada ou circular, a polarização é circular. Daí conclui-se que as antenas em microfita não são necessariamente de polarização circular, mas elíptica, pois a fonte de alimentação fica em um dos cantos da estrutura de forma a satisfazer outros parâmetros de implementação.

Embora nem sempre seja possível obter uma polarização circular perfeita, isso sempre é buscado. A antena tem mais que um modo de propagação. No projeto, as dimensões da antena são modificadas até que as frequências de ressonância f_1 e f_2 de dois modos ortogonais fiquem próximas. Se a antena for excitada com uma frequência $f_0 = (f_1 + f_2)/2$, as magnitudes E_x e E_y dos dois modos de excitação ficarão iguais. Além disso, a posição do ponto de alimentação é selecionada para que os dois modos de ressonância sejam excitados com diferença de fase de $+45^\circ$ e -45° em relação ao ponto de

alimentação. Isso resulta em uma quadratura de fase entre os dois modos. Então a polarização circular é obtida [5].

2.5.4. Perdas por descasamento da impedância de entrada

Quando não se consegue casar a impedância de uma antena com a da linha de transmissão advinda de um transmissor ou para um receptor, o sistema degrada devido a potência refletida. Se a impedância de entrada é diferente da impedância de uma linha de transmissão ou impedância característica da fonte, a onda de tensão é refletida. O coeficiente de reflexão de tensão é definido por:

$$\rho = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.7)$$

onde Z_A é a impedância da antena e Z_0 é a impedância característica do meio. Em uma linha de transmissão, as duas ondas viajantes, incidente e refletida, produzem uma onda estacionária:

$$V_{m\acute{a}x} = (1 + |\rho|)V_i \quad V_{m\acute{i}n} = (1 - |\rho|)V_i \quad (2.8)$$

O coeficiente de onda estacionária de tensão (VSWR) é dado por:

$$VSWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.9)$$

Uma vez que todos os termos da equação (2.7) são números complexos, usa-se a magnitude do coeficiente ρ , um fasor complexo. A potência refletida é dada por $V_i^2 |\rho|^2 / Z_0$. A potência incidente é dada por V_i^2 / Z_0 . A taxa entre a potência refletida e a potência incidente é dada por $|\rho|^2$, correspondente à taxa de retorno de potência ou perda de retorno (*Return Loss*). O relacionamento entre perda de retorno e VSWR, é expresso por:

$$RL = -20 \log |\rho| \quad (2.10)$$

A potência entregue à antena é a diferença entre a potência incidente e a potência refletida. Normalizando, a potência entregue à antena corresponde, em dB, a $10 \log(1 - |\rho|^2)$. A impedância da fonte para que ocorra a máxima transferência de potência corresponde ao complexo conjugado da impedância da antena.

Para evitar problemas com descasamento de impedância, deve-se tomar muito cuidado na escolha do cabo de alimentação [9].

2.5.5. Perdas em dielétricos e condutores

A presença de um campo elétrico em um meio com condutividade não nula causa o movimento de carga elétrica na região de atuação do campo. Tal movimento de carga resulta em certa densidade de corrente \bar{J} na direção do campo elétrico \bar{E} . Esse efeito, que libera calor, é conhecido como efeito Joule [5].

Metais com alto valor da condutividade, como cobre, alumínio e suas ligas, são os materiais mais comumente utilizados na confecção de antenas. Quando resistência é a característica mais importante, usa-se placa de cobre. Como o cobre é um bom condutor, as correntes se distribuem em sua superfície (efeito pelicular). O tamanho do condutor no projeto de antenas é determinado por muitos fatores, principalmente as perdas ôhmicas admissíveis, efeitos de aquecimento em alguns casos, efeitos de indutância e capacitância elétricas [3].

A potência dissipada por perdas em um meio é obtida por:

$$P = \int_V \bar{E} \bullet \bar{J}^* dV \quad (2.11)$$

A potência dissipada em uma antena de microfita consiste das perdas em condutores P_c e das perdas em dielétricos P_d . As perdas em condutores podem ser determinadas pela integração da densidade de corrente sobre o condutor e o plano de terra:

$$P_c = 2 \frac{R_s}{2} \iint_S (\bar{J} \bullet \bar{J}^*) dS \quad (2.12)$$

onde R_s é a parte real da impedância de superfície do metal e S é a área do condutor.

As perdas em dielétricos podem ser determinadas pela integração do campo elétrico sobre o volume da cavidade da microfita (para substratos finos):

$$P_d = \frac{\omega \epsilon''}{2} \iiint_V |E|^2 dV = \frac{\omega \epsilon''}{2} h \iint_S |E|^2 dS \quad (2.13)$$

onde ω é a frequência de radiação, ϵ'' é parte imaginária da permissividade complexa do substrato e h é a espessura do substrato [2].

2.5.6. Largura de banda

A largura de banda de uma antena é a faixa de frequências na qual a antena tem desempenho com respeito a alguma característica, conforme padrão específico. No caso da antena de microfita, que é basicamente um dispositivo ressonante, é geralmente a variação da impedância que limita o padrão de desempenho.

Para se encontrar a frequência de ressonância de uma antena, basta encontrar o ponto em que sua impedância tende a ser puramente real, e conseqüentemente, seu VSWR apresenta valor mínimo. Mas esse ponto não pode ser um ponto de VSWR unitária, a menos que a componente resistiva da impedância do ponto de alimentação da antena seja a mesma da impedância da linha de transmissão e a parte complexa da impedância seja nula. Para criar essa situação, pode ser necessário um dispositivo de casamento de impedância [4].

3. ANÁLISE USANDO FDTD

Desde a Segunda Guerra Mundial até a década de 1990, as equações de Maxwell eram aplicadas na resolução de processos voltados ao fortalecimento da defesa militar. O desenvolvimento de equipamentos em UHF (*Ultra High Frequency*) e da tecnologia de radar de microondas se mostraram cruciais para a sobrevivência da Inglaterra durante a Segunda Guerra Mundial, e subsequente vitória final das forças aliadas. Durante os quarenta e cinco anos de Guerra Fria que se seguiram, o desenvolvimento avançado do radar, como dispositivos de alerta, foi de importância decisiva, uma vez que ambas as alianças do leste e oeste dispunham de arsenais nucleares. A resolução das equações de Maxwell tem larga aplicação na tecnologia radar. No radar, fontes de microondas, circuitos, guias de onda e antenas devem ser projetados para gerar, transportar, radiar, receber e processar ondas eletromagnéticas. Para que o sistema de radar apresente uma boa acurácia, é necessário entender a dispersão das ondas eletromagnéticas pelas complexas e vastas estruturas materiais elétricas. Então, entendendo os materiais e as tecnologias de modelamento de estruturas, seria possível projetar aeronaves e mísseis tendo reduzida dispersão de resposta.

A análise de EMP (*Electromagnetic Pulse*) foi uma necessidade militar adicional motivante para a resolução das equações de Maxwell após a década de 1960, quando se tornou claro que a bomba nuclear detonada acima da superfície terrestre poderia gerar um alto nível de pulso eletromagnético. EMP pode ser suficientemente intenso para queimar equipamentos elétricos e eletrônicos sobre a superfície terrestre localizados a centenas de quilômetros do ponto onde houve a detonação. A falência de equipamentos nessa escala geográfica deixaria uma nação desprotegida de um ataque subsequente. Entretanto, empenho substancial foi dedicado para reduzir a vulnerabilidade a EMP. Aqui a solução das equações de Maxwell objetivava prever o nível de penetração e acoplamento da EMP em equipamentos potencialmente vulneráveis e reduzir o acoplamento para níveis abaixo do ponto de perigo.

Uma terceira área que motivou os militares a desenvolverem as soluções das equações de Maxwell foi explorada intensivamente nos anos seguintes a 1980, quando desenvolvimentos tecnológicos permitiram a geração do feixe de microondas de alta potência ou HPM (*High Power Microwave*). No princípio, os feixes poderiam neutralizar equipamentos eletrônicos sob EMP, e serem aplicados nas mais seletivas

bases de aplicação de táticas ou estratégias. No lado ofensivo, as soluções das equações de Maxwell foram usadas para projetar fontes, circuitos e antenas HPM para gerar, transportar e radiar ondas eletromagnéticas tendo intensidade suficiente para ionizar o ar em pressões e temperaturas normais [8].

3.1. Formulação do FDTD

O método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) resolve as equações de Maxwell no domínio do tempo usando passos de tempo finitos sobre pequenas células no espaço. O método reduz as equações diferenciais para equações a diferenças que podem ser resolvidas por configurações de equações simples. O método provê a resolução dos campos eletromagnéticos em derivadas parciais, uma vez que as diferenças centrais são derivadas aproximadas. Em 1966, Yee descreveu o método básico que muitos autores têm incrementado, mas o método original apresenta bastante eficácia [9].

3.1.1. Diferenças finitas

O algoritmo de Yee é baseado em aproximações de diferenças finitas das funções eletromagnéticas no espaço e no tempo. De modo a esclarecer o método de aproximação, descreve-se o caso unidimensional. Posteriormente, o método será generalizado para o caso tridimensional. Para onda TEM em x , as equações de Maxwell se reduzem a

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (3.2)$$

Empregando a definição de derivada na equação (3.1), escreve-se:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (3.3)$$

O próximo passo é a discretização da equação (3.3), introduzindo-se o conceito de diferença finita. Dividindo o tempo em intervalos Δt e o espaço em intervalos Δx , a equação (3.3) é descrita na forma:

$$\left. \frac{H_y\left(t_n + \frac{\Delta t}{2}\right) - H_y\left(t_n - \frac{\Delta t}{2}\right)}{\Delta t} \right|_{x_i} = \frac{1}{\mu} \left. \frac{E_z\left(x_i + \frac{\Delta x}{2}\right) - E_z\left(x_i - \frac{\Delta x}{2}\right)}{\Delta x} \right|_{t_n} \quad (3.4)$$

Resolvendo para $H_y\left(t_n + \frac{\Delta t}{2}\right)$, a equação (3.4) é escrita como:

$$H_y\left(t_n + \frac{\Delta t}{2}\right)_{x_i} = H_y\left(t_n - \frac{\Delta t}{2}\right)_{x_i} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} \left[E_z\left(x_i + \frac{\Delta x}{2}\right) - E_z\left(x_i - \frac{\Delta x}{2}\right) \right]_{t_n} \quad (3.5)$$

Conclui-se da equação (3.5) que H_y é encontrado conhecendo-se o valor de H_y na mesma posição espacial e no instante imediatamente anterior, e conhecendo-se o valor de E_z no instante anterior $\frac{\Delta t}{2}$, nas posições $\pm \frac{\Delta x}{2}$ em relação à x_i .

Vê-se que H depende de E em um instante anterior, então é necessário recorrer à equação (3.2) para obter E . Essa equação é escrita na forma:

$$E_z(t_n + \Delta t)_{x_{i+1/2}} = E_z(t_n)_{x_{i+1/2}} + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} \left[H_y\left(t_n + \frac{\Delta t}{2}\right)_{x_{i+1}} - H_y\left(t_n + \frac{\Delta t}{2}\right)_{x_i} \right] \quad (3.6)$$

A equação (3.6) mostra que E pode ser calculado com base nos valores de E e H previamente calculados nas posições adjacentes no espaço.

Apesar de didaticamente simples, a solução unidimensional das equações de Maxwell não consegue resolver os problemas práticos de propagação, que são tridimensionais.

3.1.2. Algoritmo de Yee

Yee idealizou um método de resolução para as equações de Maxwell nas três direções de propagação. Similarmente ao caso unidimensional, o conjunto completo das equações de Maxwell pode agora ser escrito em uma forma computacionalmente aceita. O algoritmo de Yee intercala as componentes dos campos E e H em um espaço tridimensional de forma que cada vetor de campo elétrico seja circundado por componentes de campo magnético, satisfazendo as leis de Ampère e Faraday. A Fig.3.1 ilustra a situação.

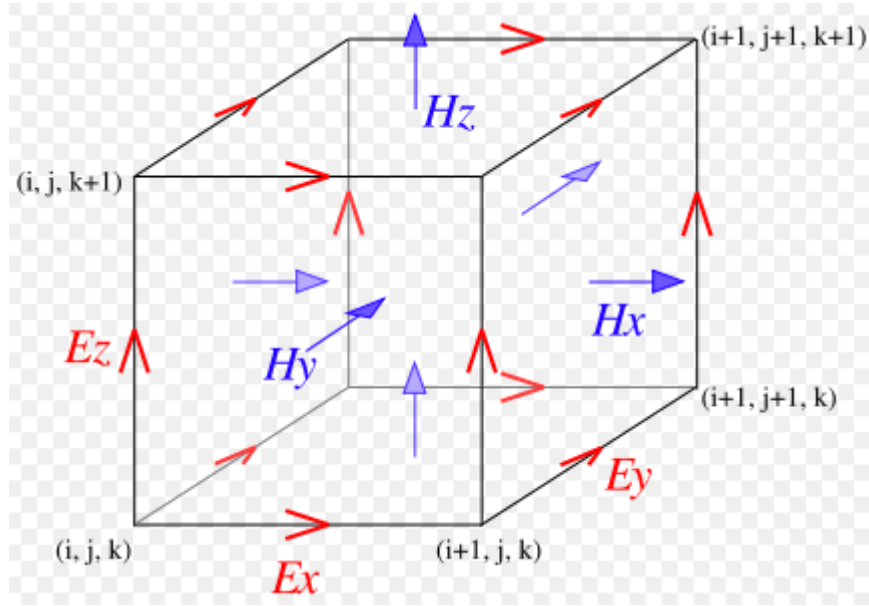


Fig.3.1. Célula de Yee.

Todo o cálculo de campo elétrico E no espaço tridimensional de interesse é computado para um instante particular usando o campo magnético H mais recentemente calculado e o resultado é armazenado na memória computacional. Então todo o cálculo de campo magnético H no espaço tridimensional é feito utilizando esse último resultado do campo elétrico E armazenado. O resultado é obtido com base nos valores mais atualizados de resultados anteriormente obtidos. Esse processo continua até que uma quantidade conveniente de iterações seja realizada.

O conjunto completo das equações de Maxwell pode ser escrito como a seguir, em que ρ' é a resistividade magnética equivalente do meio em ohm por metro, e σ é a condutividade elétrica, em siemens por metro.

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho' H_x \right) \quad (3.7.1)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho' H_y \right) \quad (3.7.2)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho' H_z \right) \quad (3.7.3)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.7.4)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.7.5)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.7.6)$$

No caso geral, tridimensional, há quatro graus de liberdade, três no espaço e um no tempo. É necessária uma notação que contemple isso. Então para descrever uma componente de campo u qualquer como função do espaço e do tempo, será utilizada a seguinte notação:

$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = u_{i,j,k}^n \quad (3.8)$$

onde Δx , Δy e Δz são os incrementos espaciais nas direções x , y e z , respectivamente, e i , j e k representam pontos no espaço tridimensional. Os instantes de tempo serão designados por n e os passos de tempo por Δt .

Seguindo essa notação, as derivadas espaciais e temporais de u passam a ser variações finitas, como é mostrado nas equações 3.9.

$$\frac{\partial}{\partial x} u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i+1/2,j,k}^n - u_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (3.9.1)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j,k}^{n+1/2} - u_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (3.9.2)$$

onde os termos $O[(\Delta t)^2]$ e $O[(\Delta x)^2]$ são resultantes de expansão em série de Taylor e serão desprezadas por conta de um grande número de iterações computacionalmente realizadas, Δt e Δx são muito pequenos.

Como exemplo, a equação (3.7.1) pode ser escrita na forma [1]:

$$\begin{aligned} H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} &= D_{aHX} \Big|_{i,j-1/2,k-1/2} \cdot H_x \Big|_{i,j-1/2,k-1/2}^{n-1/2} + \\ &D_{bHX} \Big|_{i,j+1/2,k+1/2} \cdot \left(E_y \Big|_{i,j-1/2,k+1}^n - E_y \Big|_{i,j-1/2,k}^n + E_y \Big|_{i,j,k+1/2}^n - E_y \Big|_{i,j+1,k+1/2}^n \right) \end{aligned} \quad (3.10)$$

onde

$$D_a \Big|_{i,j,k} = \frac{1 - \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \quad D_b \Big|_{i,j,k} = \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}$$

e , como nada foi dito a respeito da homogeneidade do meio de propagação, deve-se utilizar o sub-índice HX em $D_{a_{HX}}$ e $D_{b_{HX}}$ para indicar que os valores utilizados de D_a e D_b são para campo magnético na direção x , que pode ter propriedades eletromagnéticas diferentes das direções y ou z .

3.2. Critérios de estabilidade

Estabilidade numérica sempre deve ser considerada quando se usa métodos numéricos. Quando se configura a grade (*grid*), as células devem ser suficientemente pequenas comparadas ao comprimento de onda e tamanho dos objetos, caso contrário o fenômeno conhecido como sobreposição espectral (*aliasing*) e divergência de simulação podem ocorrer.

O método FDTD divide o espaço em janelas de grade das células de Yee. As células podem ser equidistantes, ou não-equidistantes, tal que células sejam concentradas na área de interesse, onde, por exemplo, a estrutura é complexa, sem degradar os cálculos. Sub-grades também podem ser utilizadas, quando algumas células são divididas em novas células, o que poupa tempo computacional. A Fig.3.2 ilustra uma grade equidistante, uma não-equidistante e uma sub-grade, configurações que podem ser utilizadas nas simulações computacionais.



Fig.3.2. Configurações possíveis de grades para espaço computacional.

Para adquirir estabilidade numérica, os passos de tempo para o processo de adaptação devem ser limitados, em acordo com o critério de Courant-Freidrich-Levy. Para a formulação FDTD das equações de Maxwell, este critério é:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.11)$$

onde $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ são as diferenças no espaço e c é a velocidade da luz no material da célula corrente. Da equação (3.11), está claro que o passo de tempo tem um grande impacto nos resultados da simulação. Para uma grade de célula não-equidistante, o menor tamanho de célula deve ser considerado para que o critério de Courant-Freidrich-Levy seja atendido para esta célula. Como resultado, quando se usa células pequenas, elas dão um longo tempo de simulação [8].

A análise FDTD produz soluções que deixam de propagar através da célula na devida velocidade de fase em todas as direções. A velocidade de propagação depende do tamanho das células em comprimentos de onda; ela tem uma componente dependente da frequência. É necessário considerar essa dispersão numérica porque ela afeta a acurácia. Como as ondas viajam em diferentes velocidades em diferentes direções, o problema da dispersão aumenta para grandes estruturas onde muitos passos de tempo devem ser tomados. Após muitos passos, sinais dispersam porque eles têm tomado diferentes rotas e deixaram de se somar aos outros na fase correta. Células finas resolvem o problema, porém as necessidades computacionais crescem rapidamente. A equação para a constante de propagação pode ser encontrada da formulação FDTD, que produz a equação (3.12) para problemas tridimensionais [8].

$$\left(\frac{1}{c\Delta t} \text{sen} \frac{\omega\Delta t}{2} \right)^2 = \left(\frac{1}{\Delta x} \text{sen} \frac{k'_x \Delta x}{2} \right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y} \text{sen} \frac{k'_y \Delta y}{2} \right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z} \text{sen} \frac{k'_z \Delta z}{2} \right)^2 \quad (3.12)$$

O fator k'_x é a constante de propagação nas células ao longo do eixo, aproximadamente a mesma k_x , a atual constante de propagação da estrutura. Os problemas são os mesmos para os eixos y e z . Tomando o limite com o comprimento da célula tendendo a zero, $u \rightarrow 0$, então $\frac{\text{sen}(ua)}{u} \rightarrow a$. Como $\Delta t \rightarrow 0$ com o tamanho da célula minimizado, a solução ainda satisfaz o limite de Courant. A equação (3.12) se reduz a equação (3.13):

$$\left(\frac{\omega}{c} \right)^2 = k_x'^2 + k_y'^2 + k_z'^2 \quad (3.13)$$

A equação (3.13) é a equação da constante de propagação normal para uma onda plana no espaço e mostra que as constantes de propagação da célula convergem para valores corretos à medida que a célula diminui [9].

Em todas as simulações das equações de Maxwell para propagação de onda, tem-se o problema da dispersão numérica. Isto significa que a velocidade de fase

analítica difere da simulada. A dispersão numérica depende da frequência e da direção de propagação da onda. A dispersão numérica, que é inerente em FDTD, tem que ser mantida tão pequena quanto possível, reduzindo-se o tamanho da grade. Um tamanho de célula da ordem de 1/10 do comprimento de onda é recomendado para evitar dispersão numérica [8].

3.3. Condições de absorção

Infelizmente não é possível simular um espaço infinito. Computadores não podem armazenar uma quantidade ilimitada de dados; consequentemente, o domínio computacional deve ser limitado em tamanho, e condições de fronteira devem ser usadas. As células externas são supostas simular o espaço infinito em relação ao objeto.

Há dois tipos de condições de fronteira, uma no tempo e outra no espaço. As condições de fronteira no domínio do tempo são, por exemplo, valores iniciais dos campos, e não são usadas desde que o campo seja sempre zero antes que o tempo computacional tenha iniciado. A fonte é ligada no momento que a simulação inicia. A tensão de gap, introduzida entre duas células, é uma maneira de excitação em FDTD. As condições de fronteira no domínio do espaço são as condições nas superfícies do objeto e no limite externo da área computacional.

Há dois tipos de condições para as células que limitam o infinito: ABC e RBC. Quando se usa RBC (*Radiation Boundary Condition*), toda a energia nas células externas está radiando para fora da grade. Quando se usa ABC (*Absorbing Boundary Condition*), o campo não está radiando para as células adjacentes, as células finais absorvem toda a energia. O erro usando essas aproximações seria teoricamente 0,1% para ambos os métodos. Entretanto o erro é frequentemente maior, desde que a onda contenha diferentes frequências e possa vir de qualquer direção relacionada à célula. Há muitas condições de fronteira possíveis no método FDTD que podem ser usadas para as células externas. As três mais frequentemente usadas são Mur, Higdon (ambas nomeadas pelos seus inventores) e PML (*Perfectly Matched Layers*). Elas são exemplos de ABC. As condições de fronteira para objetos são PEC (*Perfect Electric Conductor*) e PMC (*Perfect Magnetic Conductor*), usadas em superfícies que são perfeitos condutores. Seus valores de contorno para o campo elétrico ou campo magnético são configurados como nulos [8].

3.4. Modelo de excitação

Com o método FDTD é mais fácil simular uma estrutura operando como emissora do que como receptora, ou seja, a forma de excitação da estrutura deve ser modelada convenientemente. As fontes de excitação podem ser classificadas como *hard* ou *soft* [8]. Uma fonte *hard* é caracterizada por forçar os campos a valores que a função de excitação assume, independentemente da sua vizinhança. Isso implica que o campo no local em que tal fonte está não depende da recursividade das equações escritas anteriormente. Já a fonte *soft* permite que o campo no local seja atualizado pelas equações apropriadas.

A função comumente utilizada para análise de resultados é o pulso gaussiano. Existe também a opção por uma fonte senoidal, mas esta não possibilita a análise do comportamento dos parâmetros eletromagnéticos em uma ampla faixa de valores, como o pulso gaussiano. A fonte gaussiana pode ser modelada pela equação

$$f(t) = E_0 e^{-[(n-n_0)/n_{dec}]^2} \quad (3.14)$$

onde n_0 é o passo de tempo central, instante em que $f(t)$ assume seu valor máximo, e n_{dec} é o índice de decaimento de $f(t)$.

Partindo da fonte, a onda se propaga simetricamente em todas as direções de uma placa de microfita. A propagação simétrica ocorre somente nos primeiros instantes, enquanto não há reflexão com nenhum tipo de interface. No caso da fonte gaussiana, é importante que toda a energia seja dissipada na estrutura da antena, assim obtêm-se um histórico da evolução das ondas transmitidas e recebidas pela estrutura em função da frequência, começando pela frequência nula.

A fonte *hard* é obtida simplesmente mantendo uma função de excitação em uma posição escolhida do domínio computacional. Por exemplo, a função de excitação *hard* unidimensional a seguir é função somente do tempo.

$$E_z|_{i_s}^n = f(t) = E_0 \sin(2\pi f_0 n \Delta t) \quad (3.15)$$

Nota-se que o campo elétrico no ponto de alimentação depende apenas do valor determinado pela função, não tendo relação com as equações de atualização. Isso implica que as eventuais ondas refletidas na estrutura e incidentes no ponto de alimentação são atualizadas com o valor do campo determinado pela função de excitação, o que na prática causa erro de simulação em programas computacionais, pois

a presença de ondas refletidas por outras partes no ponto de alimentação deveria ser considerada.

A fonte *soft* é usada para corrigir o problema das ondas refletidas que retornam à fonte. O novo valor do campo elétrico na fonte é dado pelo valor da função de atualização no local mais o valor da função de excitação no local $f(t)$. Com isso a equação (3.15) passa a ser escrita como:

$$E_z|_{i_s}^n = E_z|_{i_s}^{n-1} + \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta s} \cdot \left(H_y|_{i_s+1/2}^{n-1/2} - H_y|_{i_s-1/2}^{n-1/2} \right) + f(t) \quad (3.16)$$

3.5. Parâmetros no domínio da frequência

Alguns conceitos, como impedância, ganho e diagramas de campo distante, são obtidos da resolução das equações de Maxwell no domínio da frequência. Para obtê-los dos processos de cálculo do FDTD, é necessário tomar a Transformada de Fourier das tensões, correntes e campos apropriados, do domínio do tempo para o domínio da frequência.

Como regra, para aproveitar as vantagens do método FDTD (isto é, dados com vasta largura de banda), é comum utilizar um pulso de tensão gaussiana para excitar a antena. A Transformada de Fourier do pulso de tensão excitante, no ponto de alimentação, é denotada como $V_A(\omega)$; a Transformada de Fourier da corrente, no ponto de alimentação, é denotada como $I_A(\omega)$. Então a impedância de entrada é dada por:

$$Z_A(\omega) = \frac{V_A(\omega)}{I_A(\omega)} \quad (3.17)$$

Para determinar $v_A(t)$ e $i_A(t)$ na grade FDTD, dos quais $V_A(\omega)$ e $I_A(\omega)$ são derivados, empregam-se respectivamente as integrais de linha do campo elétrico \vec{E} e do campo magnético \vec{H} .

Considere a situação em que uma antena é alimentada com uma fonte de tensão modelada como um campo elétrico $E_z|_{i,j,k}^n$ com tensão correspondente $v_i(t)$ através da célula no trecho de alimentação. Esta fonte fornece uma corrente no domínio do tempo $i_i(t)$. Depois que todos os transientes são dissipados, e a Transformada de Fourier dos resultados no domínio do tempo para essas duas quantidades é realizada, a potência de entrada em qualquer frequência é dada por:

$$P_{in}(\omega) = \frac{1}{2} \text{Re}[V_A(\omega)I_A^*(\omega)] \quad (3.18)$$

A potência dissipada devido a perdas ôhmicas é calculada como segue, supondo-se que a componente de campo elétrico $E_z(t)$ está em uma região de condutividade σ . Assumindo-se que o campo elétrico é uniforme em uma única célula FDTD, então em qualquer frequência a potência dissipada equivalente em estado estacionário nesta região é dada por:

$$P_{\hat{ohmica}} = \frac{1}{2} \iiint \sigma |E_z(\omega)|^2 dv = \frac{1}{2} \sigma |E_z(\omega)|^2 \Delta x \Delta y \Delta z = \frac{1}{2} \frac{\sigma \Delta x \Delta y}{\Delta z} |E_z(\omega) \Delta z|^2 = \frac{|V(\omega)|^2}{2R} \quad (3.19)$$

onde $E_z(\omega)$ é a Transformada de Fourier de $E_z(t)$ e R é a resistência uniforme através da célula na direção z .

Para determinar o ganho da antena, o campo elétrico distante na direção de interesse deve ser calculado nas frequências especificadas. O campo elétrico distante é calculado com o fator de amplitude $1/r$ e atrasos de propagação suprimidos. O ganho da antena em relação a uma antena isotrópica na direção (θ, ϕ) é dado por:

$$G(\omega, \theta, \phi) = \frac{1}{2} \frac{|E(\omega, \theta, \phi)|^2 / \eta}{P_{in} / 4\pi} \quad (3.20)$$

onde $E(\omega, \theta, \phi)$ é o valor de pico da Transformada de Fourier do campo elétrico distante no domínio do tempo, radiado na direção (θ, ϕ) [1].

O campo elétrico distante pode ser obtido a partir de uma transformação de campo próximo para campo distante. Para isso, usa-se uma estrutura tridimensional (caixa), que envolve completamente a estrutura de interesse, ao longo da região de campo elétrico radiado na grade do espaço computacional. Ao longo de cada lado da caixa, o fasor densidade de corrente \bar{J} é calculado através da Transformada Discreta de Fourier (DFT) aplicada aos campos tangenciais à caixa. A densidade de corrente equivalente obtida é então integrada ao longo da caixa, obtendo-se assim o valor do campo elétrico distante [8].

3.6. Aplicações

O método FDTD pode resolver muitos tipos de problemas eletromagnéticos, dos quais análise de antena, é somente um deles. Memória computacional e velocidade de

processamento limitam o tamanho dos problemas que podem ser resolvidos, mas a cada dia, problemas cada vez mais complexos podem ser resolvidos com um custo computacional reduzido. Além dos problemas de antena, o método é aplicado em circuitos de microondas, interações biológicas com ondas eletromagnéticas, óptica e problemas de seção transversal de radar. O número de usos expande todos os dias. O método permite que qualquer célula seja preenchida com materiais diferentes, conduzindo a solução de estruturas volumétricas complexas. A solução das equações é robusta e os erros são bem entendidos.

Correntemente, o método resolve moderadamente problemas de pequenas antenas na ordem de poucos comprimentos de onda. FDTD analisa antenas de microfita com suas camadas complexas de dielétricos, incluindo um plano de terra finito, sem o uso das funções complexas de Green necessárias à solução no domínio da frequência. A interação das antenas com o ambiente próximo, como o efeito da cabeça no telefone celular pode ser resolvido. Neste caso, as propriedades eletromagnéticas complexas da cabeça podem ser descritas como células com diferentes propriedades elétricas. O método obtém a solução da interação de antenas com o corpo humano em predição de aplicações biomédicas, como no tratamento de câncer. O método pode produzir displays animados no domínio do tempo de campos que mostram centros de radiação e onde o campo se propaga. As respostas no domínio do tempo usam sinais impulso para produzir soluções sobre uma banda larga de frequências, quando convertidos para o domínio da frequência usando a transformada discreta de Fourier (DFT) [9].

4. ANTENA PIFA

O problema de obter banda larga (ou seja, banda maior que 10% da adequada para os primeiros sistemas de comunicação celular) com uma antena compacta está se tornando um importante tópico no projeto de antenas de microfita. Recentemente, por meio de uma *patch* em curto-circuito com o plano de terra e com dielétrico ar, obteve-se largura de banda (perda de retorno de 10 dB) da ordem de 10% ou mais [6]. Este tipo de antena *patch* em curto-circuito com o plano de terra, que opera em banda larga e é geralmente alimentada usando monopolo, é denominada *Planar Inverted-F Antenna* ou simplesmente PIFA [6].

Antenas monopolo convencionais são geralmente operadas com dimensão de um quarto do comprimento de onda. Então, quando essas antenas operam em 900 MHz, necessitam de um comprimento de aproximadamente 83 mm. Devido a essa grande dimensão, é impossível integrar antenas monopolo na caixa do telefone móvel celular.

Devido à possibilidade de se utilizar a antena PIFA como uma antena interna, e esta apresentar maior robustez e redução dos prejuízos causados por quebra em caso de queda acidental ou mau uso comparada com antenas convencional, a PIFA está se tornando a antena mais usada em telefones móveis. Numa comparação adicional com as antenas convencionais que apresentam diagrama de radiação omnidirecional, as antenas PIFA têm a vantagem de radiação em direção ao usuário relativamente muito menor. Isto sugere que a possível absorção de energia eletromagnética pela cabeça do usuário é reduzida. Essas características têm levado a muitos projetos de antenas PIFA, a maioria delas capazes de operar em banda dupla de frequências, sendo usadas em telefones móveis celulares disponíveis no mercado [5].

4.1. Descrição completa

Uma antena planar F invertido (PIFA) é geralmente obtida pelo curto-circuito entre o elemento radiante *patch* e o plano de terra. O curto-circuito pode ser obtido através de um segmento de *patch*, ou de um pedaço de fio (pino) denominado *shorting pin*. Dessa forma, a antena pode ressonar em uma frequência fixa de operação com um tamanho muito menor do que teria se fosse confeccionada sem o pino. Devido ao seu tamanho compacto, os projetos de PIFA têm despertado muita atenção dos

pesquisadores de antenas para comunicações sem fio, e uma variedade de PIFA de banda dupla (*dual-band*) ou múltipla banda (*multi-band*), adequadas para aplicações em telefonia móvel, têm sido divulgadas. A Fig.4.1 mostra uma configuração típica de uma PIFA, montada sobre uma placa de circuito de um telefone móvel celular.

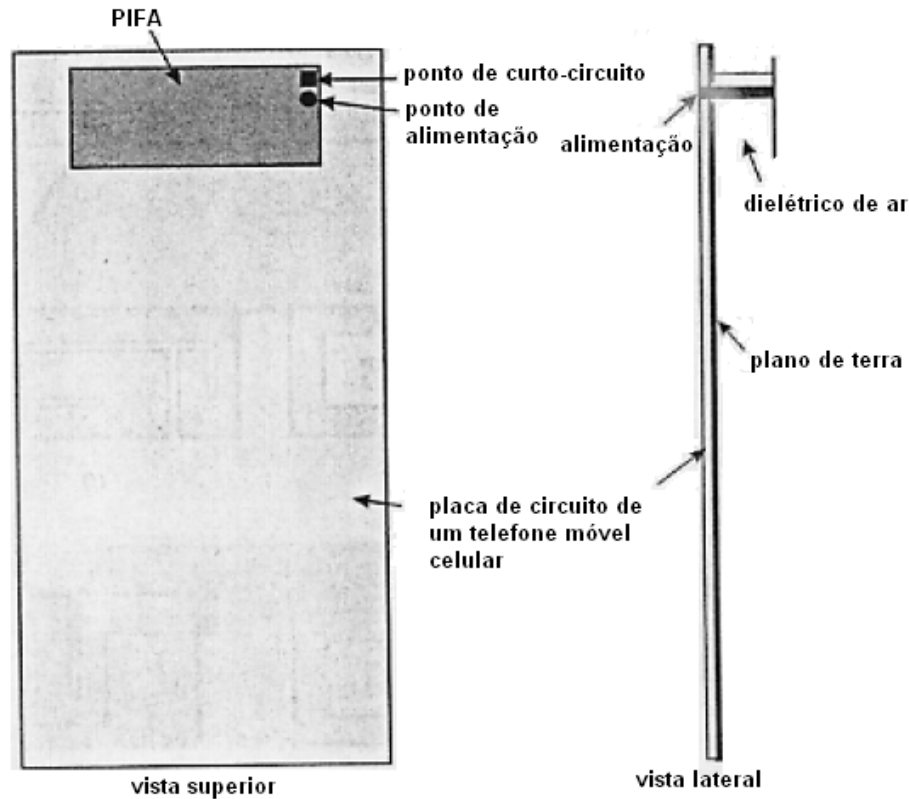


Fig.4.1. Geometria de uma PIFA montada sobre a placa de circuito de um telefone móvel celular.

Alguns dos dispositivos usados para a obtenção da operação em banda dupla são apresentados na Fig.4.2. Estes projetos para antenas PIFA, geralmente ocupam um volume compacto e podem ser integrados dentro da própria caixa do telefone, de forma que se apresentam como antenas internas que ficam “escondidas”.

Para o projeto dos dispositivos radiantes que operam em dupla frequência, mostrados na Fig.4.2, há dois conceitos fundamentais. Um deles usa dois diferentes caminhos para gerar dois modos ressonantes próprios para operação em dupla frequência, e o outro usa os primeiros dois modos de frequências de ressonância de um único caminho. No primeiro caso, a técnica de projeto inclui o uso de uma fenda moldada em “L” (Fig.4.2a e b) ou em “U” (Fig.4.2c), o uso de ressonadores formados por capacitor e indutor (LC) (Fig.4.2d), ou uma carga formando um chip indutor (Fig.4.2e) para dividir o elemento *patch* radiante em dois *subpatches* de tamanhos diferentes, que promovem dois caminhos ressonantes de diferentes comprimentos para

proporcionar a operação tanto em 900 MHz como em 1800 MHz. No segundo caso, a consideração fundamental de projeto consiste em ajustar as duas primeiras frequências de ressonância da antena de forma que uma seja aproximadamente o dobro da outra. Para isso, é utilizada uma fita fendida ramificada para que seja obtido o comprimento necessário do caminho ressonante (Fig.4.2f). Pode-se também inserir várias fendas lineares para formar um labirinto no elemento *patch* radiante superior (Fig.4.2g), ou usar uma fita estreita espiralada em várias larguras (Fig.4.2h), ou também dobrando o labirinto formado pelo elemento *patch* radiante superior (Fig.4.2i). Todas essas técnicas são aplicadas com sucesso.

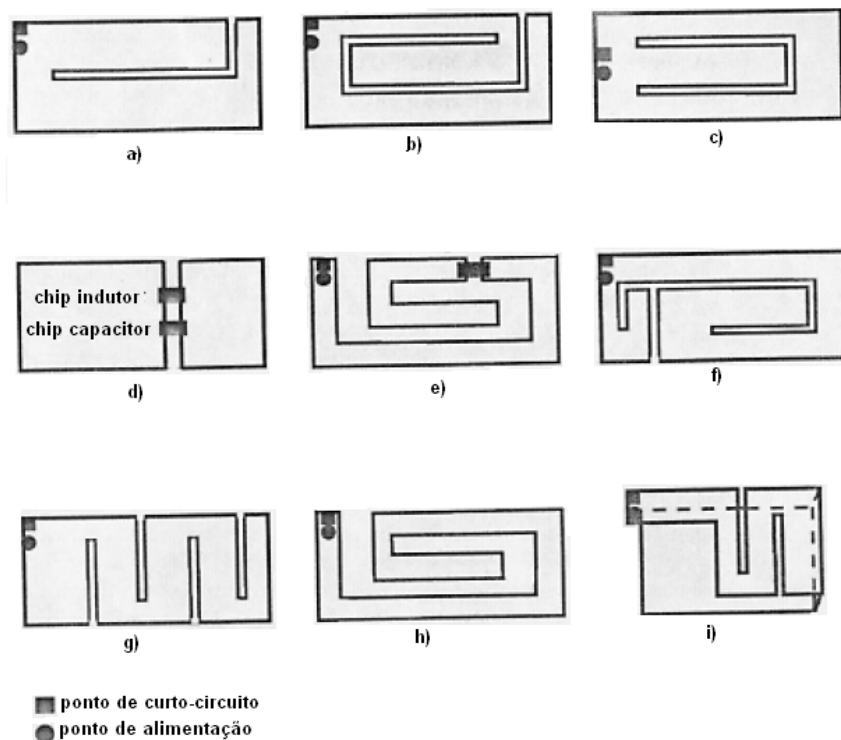


Fig.4.2. Dispositivos usados para operação em banda dupla.

Para incluir a operação em redes locais sem fio WLAN (Wireless Local Area Network) na banda de 2,4 GHz, encontram-se também projetos de antenas PIFA de tripla frequência para operação em 900, 1800 e 2450 MHz.

A Fig.4.3 mostra o elemento *patch* radiante de uma PIFA abrangendo duas *patches* separadas e de tamanhos diferentes, para a operação nas frequências de 900 e 1800 MHz. Deve-se notar que as *patches* têm pontos para alimentação e curto-circuito com o plano de terra distintos, e estão operando respectivamente em 900 e 1800 MHz com comprimentos das estruturas equivalentes a um quarto do comprimento de onda ressonante. Uma alimentação dual (alimentação no ponto 1 para a maior *patch* e

alimentação no ponto 2 para a menor) é também utilizada em aplicações onde telefones móveis têm receptores com dual finalidade. Em adição, para obter um tamanho compacto, uma parte da maior *patch* é removida para acomodar a menor.

A Fig.4.4 mostra um projeto para uma *patch* de uma PIFA de dupla frequência usando uma simples alimentação e um curto-circuito com o plano de terra comum. Com o uso de uma fenda em “L”, pode-se dividir a *patch* retangular em dois *subpatches* de tamanhos diferentes. As dimensões da maior e da menor das *subpatches* são escolhidas para operar como uma estrutura de um quarto do comprimento de onda ressonante nas frequências de 900 e 1800 MHz respectivamente.

Ambas as configurações das Fig.4.3 e Fig.4.4 serão estudadas em detalhes na próxima seção, bem como a influência dos principais parâmetros de projeto sobre o desempenho das antenas PIFA.

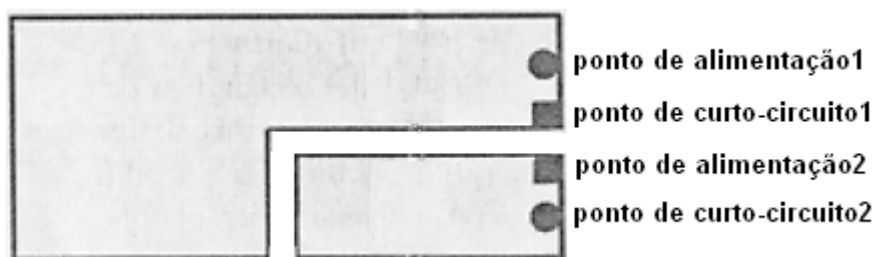


Fig.4.3. PIFA de frequência dupla com duas *patches* separadas.

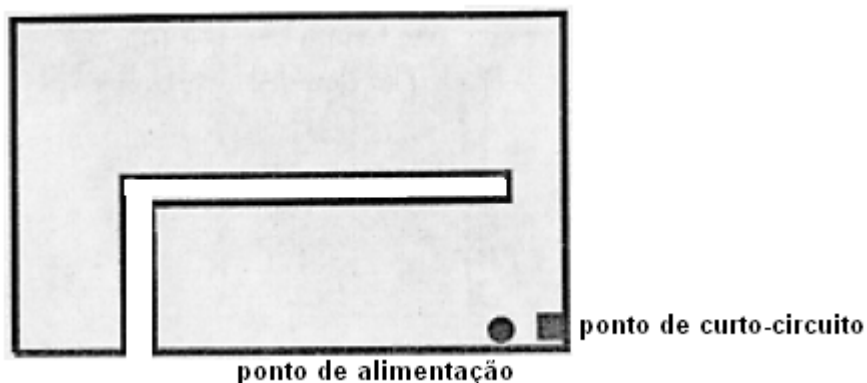


Fig.4.4. PIFA de frequência dupla com uma fenda moldada em “L”.

A título ilustrativo de operação em uma única banda de frequências, a Fig.4.5 mostra um exemplo de uma PIFA convencional para a operação na frequência de 2 GHz. A Fig.4.6 mostra a perda de retorno correspondente a esta antena, medida, e simulada por dois softwares: *FDTD-Studio* e *IE3D*, usado como referência. Os resultados simulados e medidos apresentam boa aproximação, o que valida o software *FDTD-Studio* que será daqui para frente utilizado como ferramenta de auxílio, no projeto e análise das estruturas radiantes [15]. A largura de banda medida (correspondente à perda de retorno de -10 dB) é de 310 MHz (1920-2230 MHz) [5].

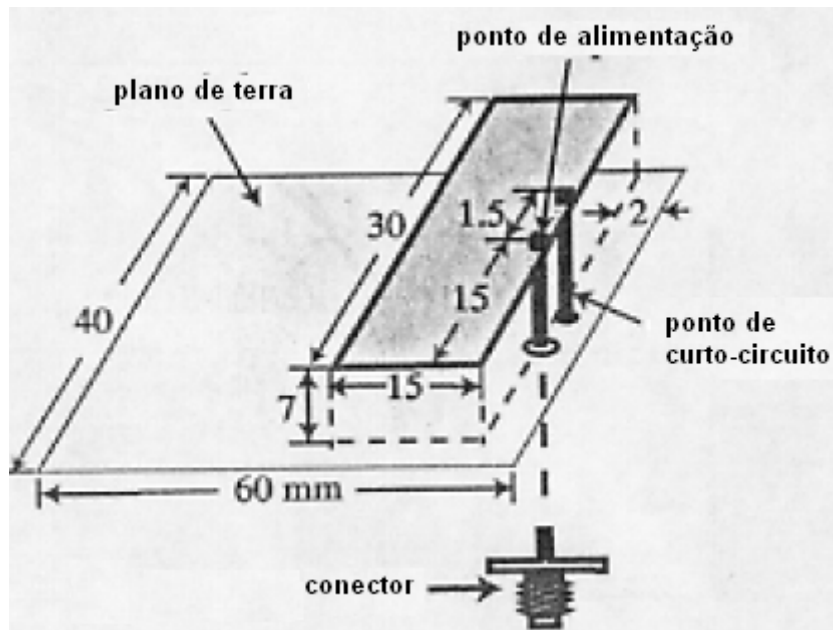


Fig.4.5. Geometria de uma antena PIFA para operação em uma única frequência (medidas em mm).

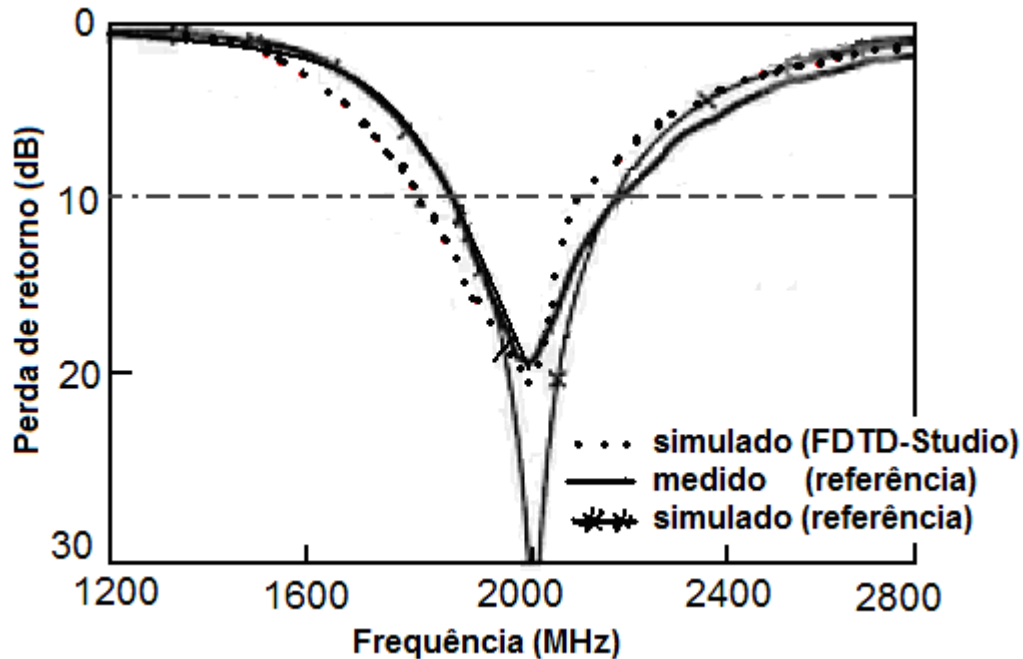


Fig.4.6. Perda de retorno medida e simulada para uma antena PIFA operando em uma única frequência [5].

Como exemplo de operação em dupla banda de frequências, a Fig.4.7 mostra um projeto típico de antena PIFA para operação em 1,8 e 2,45 GHz. Entre o elemento *patch* radiante e o plano de terra, de dimensão 18 x 80 mm², há um dielétrico de ar com espessura de 9,6 mm. A *patch* retangular tem dimensão 36 x 16 mm². Uma fenda em “L” de 1 mm de largura, e um comprimento total de 40 mm, é cortada no *patch* para a operação na banda de 2,45 GHz. A banda de operação mais baixa, em 1,8 GHz, é

controlada principalmente pelas dimensões da *patch* retangular. Uma estreita fita de 2,5 mm de largura é usada para curto-circuitar a *patch* retangular com o plano de terra. A perda de retorno, medida e simulada, para essa antena está apresentada na Fig.4.8. Observa-se que os resultados simulados e medidos têm boa aproximação. Para a frequência de operação mais baixa, a largura de banda é de 302 MHz (1588-1890 MHz) e, para a frequência de operação mais alta, é de 74 MHz (2426-2500 MHz) [6].

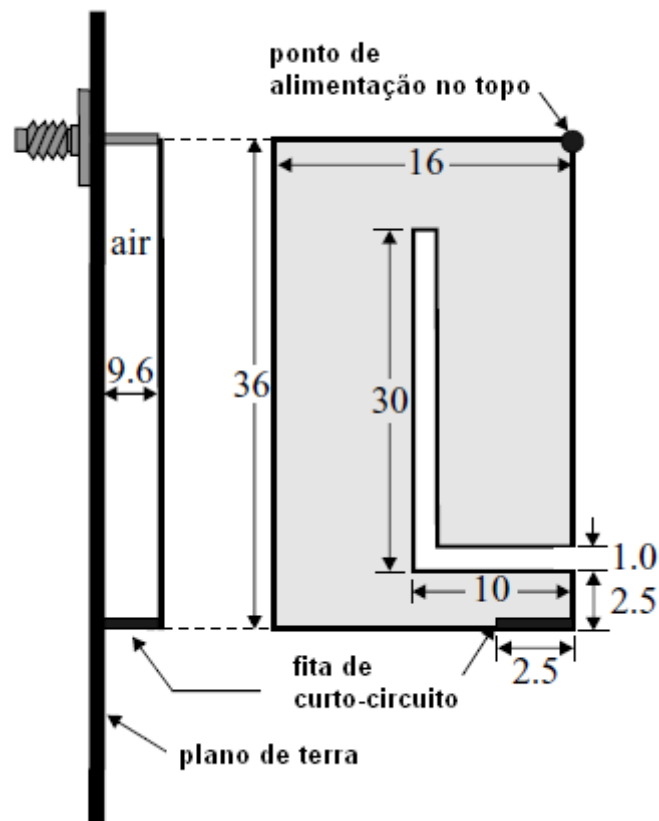


Fig.4.7. Geometria de uma antena PIFA para operação em dupla frequência (medidas em mm).

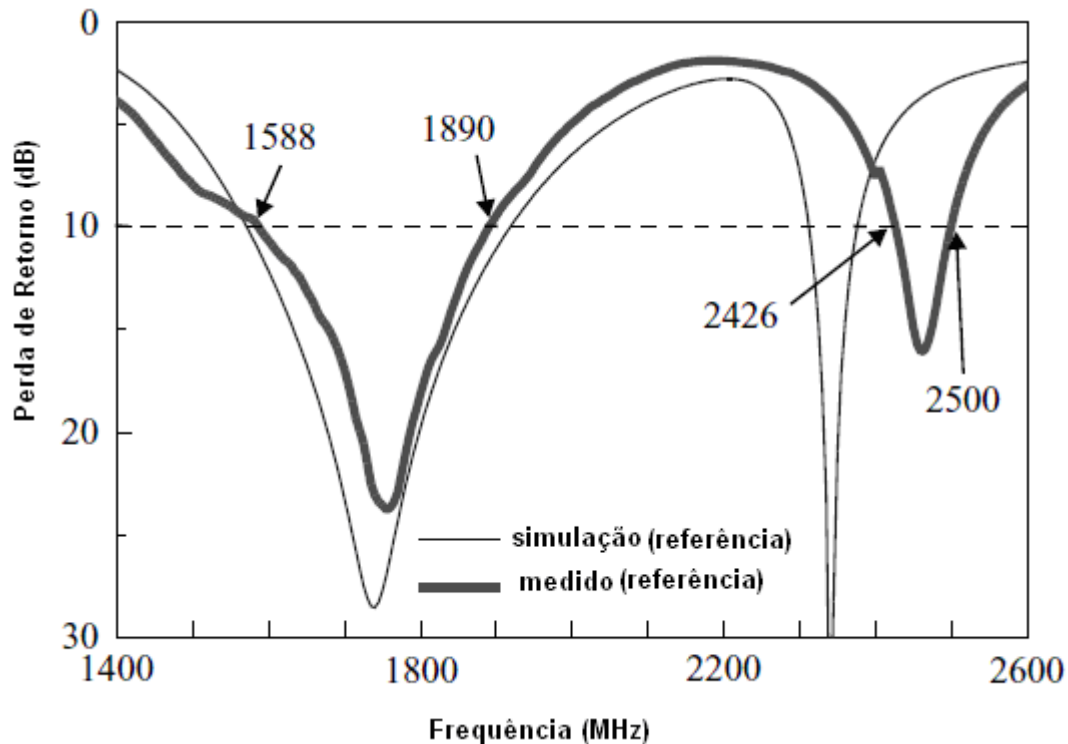


Fig.4.8. Perda de retorno medida (referência) e simulada para a antena PIFA da Fig.4.7 [6].

4.2. Parâmetros de projeto e seus efeitos

O projeto de antenas de microfita envolve a especificação de parâmetros físicos que alteram as suas propriedades de radiação. Neste subitem serão analisados os efeitos mais relevantes que os parâmetros de projeto podem causar e como manipulá-los de forma a obter bons resultados em frequências de interesse.

4.2.1. Posição do ponto de alimentação

Há uma relação direta entre o casamento de impedância e a posição do ponto de alimentação da antena. Isso ocorre porque a variação da posição do ponto de alimentação causa variação na impedância de entrada da *patch* [7]. O posicionamento da fonte de alimentação pode aumentar a perda de retorno na junção da linha de transmissão com a antena.

Para a menor perda de retorno com uma linha de transmissão de 50Ω , encontra-se a posição da fonte de alimentação da *patch* mostrada na Fig.4.9a. Partindo do princípio de que a posição do pino tem influência na perda de retorno para uma impedância característica fixa da linha de transmissão, trocou-se a posição da alimentação. A

Fig.4.10 mostra a variação na perda de retorno. Pode-se verificar, na comparação entre as duas simulações, que a posição A é mais apropriada que a posição B, porque tem perda de retorno maior.

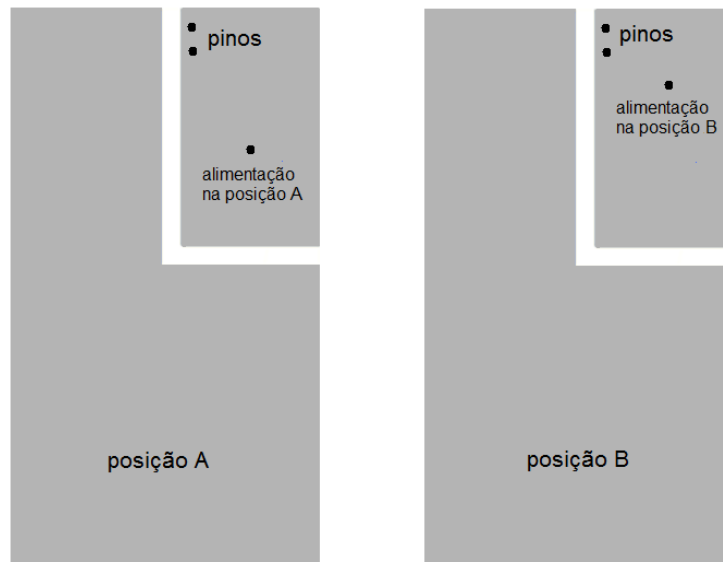


Fig.4.9. a) Fonte de alimentação na posição A. b) Fonte de alimentação na posição B.

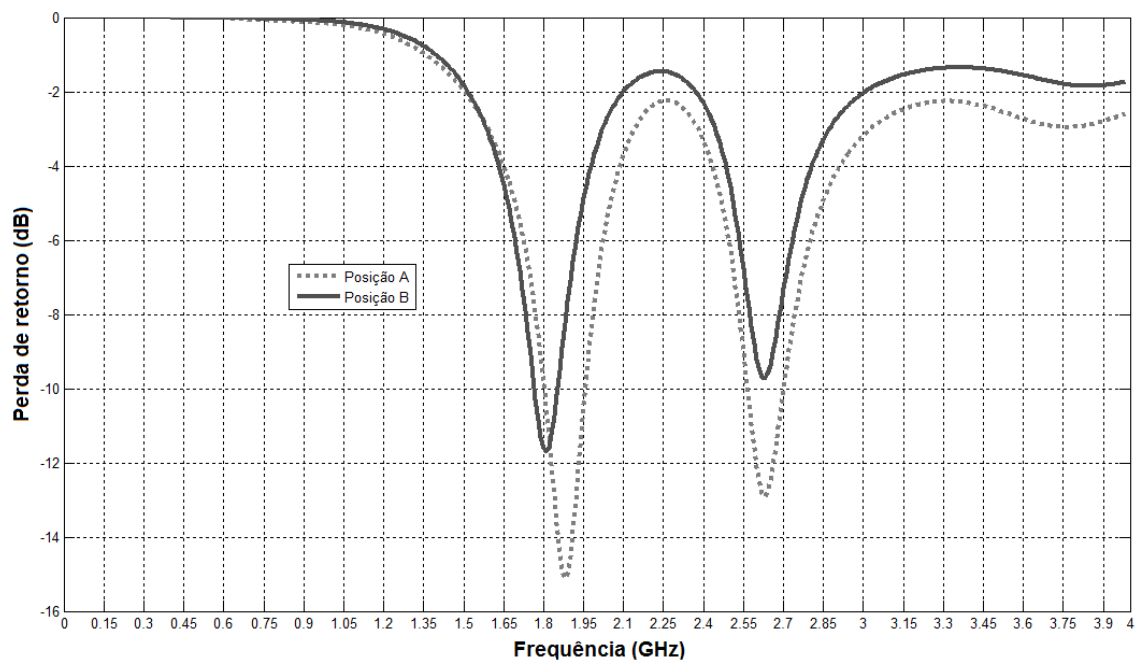


Fig.4.10. Perda de retorno para as posições A e B da fonte de alimentação, separadas 6 mm entre si.

Pelas curvas da impedância de entrada, Fig.4.11, vê-se que ocorre um melhor casamento de impedâncias na posição A, em comparação com a posição B. O melhor casamento, no caso B, ocorre em 1,76 GHz com $Z = 70 + 30j \, \Omega$ e, no caso A, em 1,9

GHz com $Z = 67 + 15j \, \Omega$. Isso justifica a perda de retorno mostrada na Fig.4.10: em A tem-se uma impedância mais próxima de $50 \, \Omega$, que é a impedância do cabo coaxial utilizado para alimentar a estrutura.

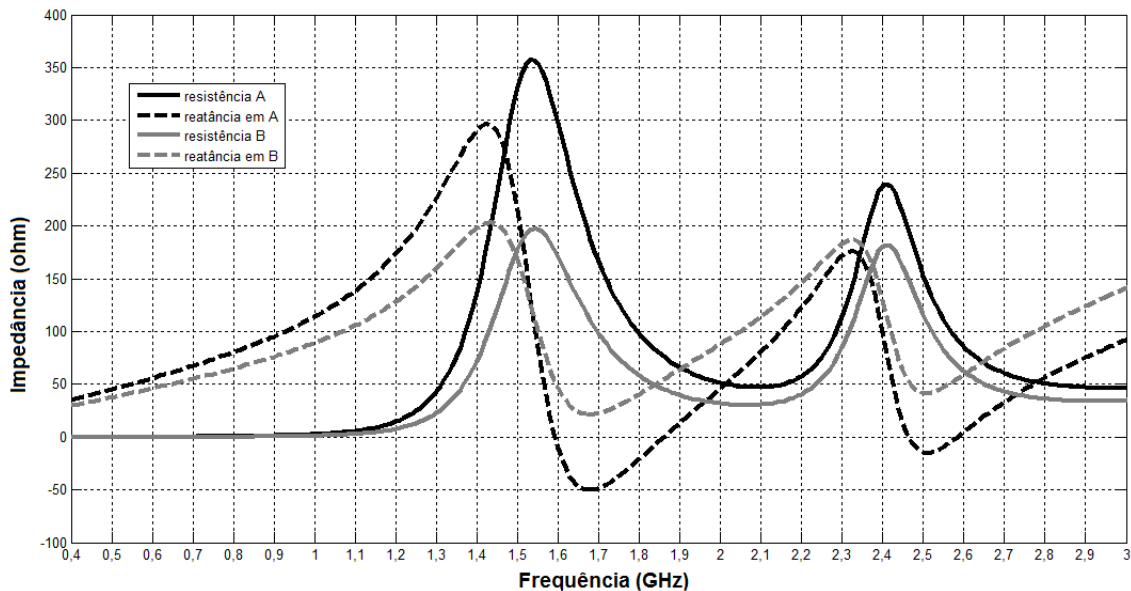


Fig.4.11. Impedância de entrada da antena com a alimentação nas posições A e B.

4.2.2. Impedância da linha de transmissão

Os resultados obtidos no item 4.2.1 indicam que um melhor desempenho pode ser obtido com linhas de $75 \, \Omega$. Na tentativa de verificar o efeito da linha de transmissão no desempenho da antena, trocou-se a linha de $50 \, \Omega$ por uma de $75 \, \Omega$. A posição da fonte de alimentação da *patch* mostrada na Fig.4.9a foi mantida. Comparando os dois casos, grande variação na perda de retorno é verificada, Fig.4.12. No caso da linha de $75 \, \Omega$, uma largura de banda de 200 MHz, aproximadamente, pode ser verificada em -10 dB de perda de retorno. É razoável esperar que exista uma posição da fonte de alimentação que proporcione uma perda de retorno ainda menor para uma linha de $75 \, \Omega$, pois a posição escolhida é para a otimização da perda de retorno com linha de $50 \, \Omega$. As baixas perdas de retorno para a linha de $75 \, \Omega$ em 1,89 GHz e 2,69 GHz podem ser explicadas com base na Fig.4.13. Observa-se que, em 1,87 GHz, $Z = 75 \, \Omega$ e, em 2,58 GHz, $Z = 90 \, \Omega$. Essas impedâncias se aproximam mais da impedância da linha de $75 \, \Omega$ do que da linha de $50 \, \Omega$, o que diminui a reflexão das ondas incidentes. Nota-se que a frequência de melhor casamento ocorreu um pouco acima da frequência de ressonância, o que é discutido no próximo item.

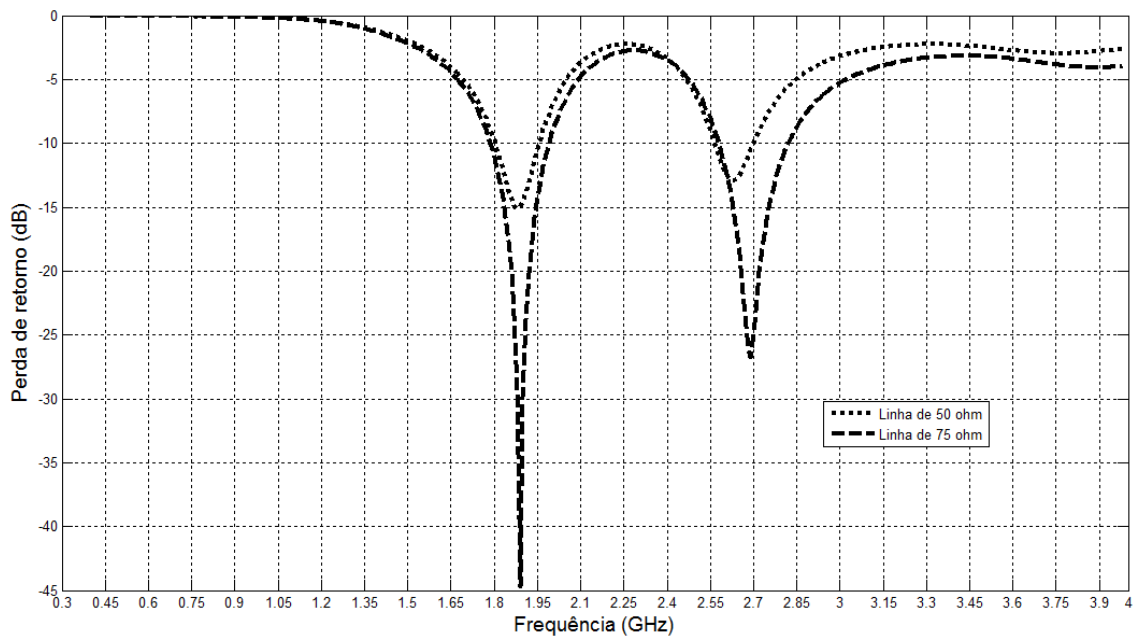


Fig.4.12. Perda de retorno para a antena alimentada com linha de 50 Ω e 75 Ω .

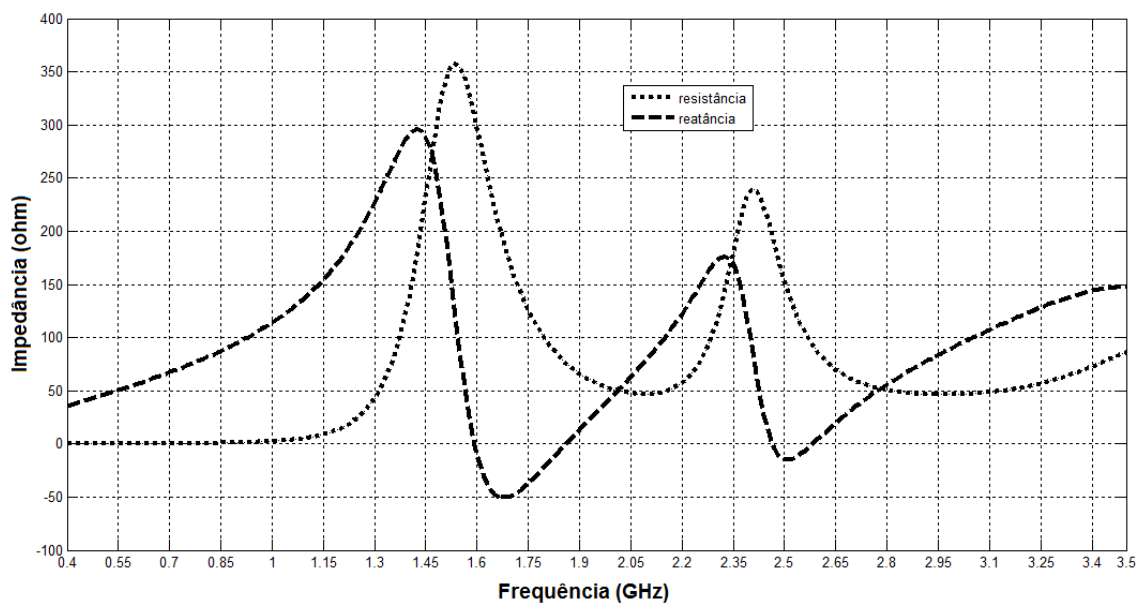


Fig.4.13. Impedância de entrada da antena com a alimentação na posição A.

4.2.3. Posição dos Pinos

Para avaliar a influência dos pinos no desempenho da antena, foi realizada a simulação das estruturas mostradas na Fig.4.14. A partir dos resultados apresentados na Fig.4.15, observa-se que o aumento da indutância, causado pelo distanciamento entre o pino e o ponto de alimentação, aumenta a frequência de melhor casamento, ou de menor perda de retorno. Na maioria dos casos, a frequência de melhor casamento não coincide com a de operação, diminuindo sensivelmente a faixa de passagem simétrica da antena [10].

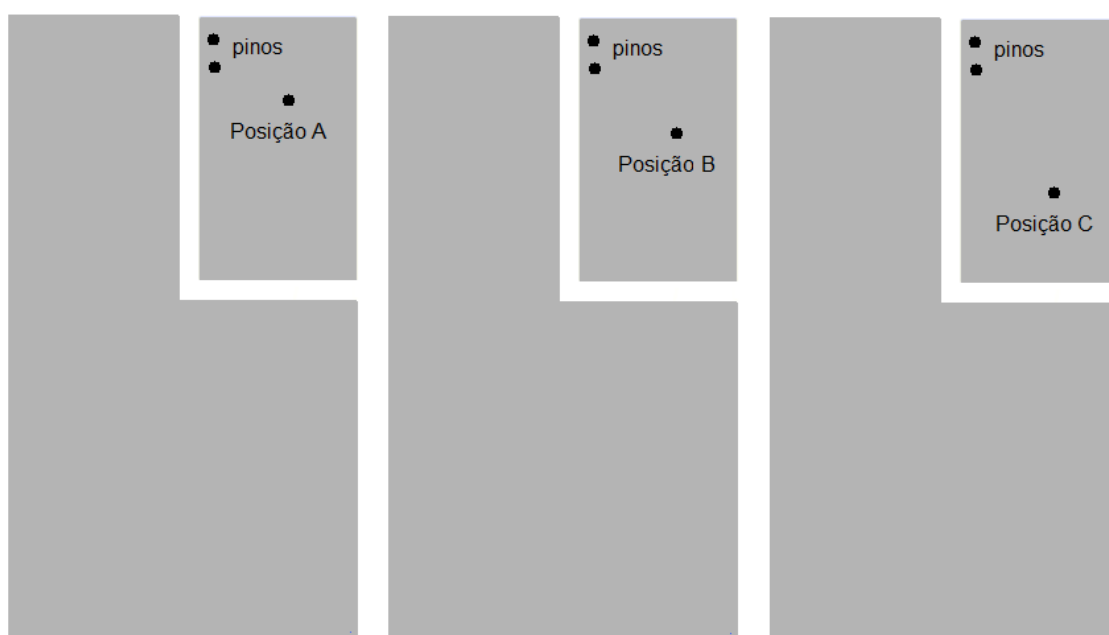


Fig.4.14. Estruturas utilizadas para avaliação do efeito do distanciamento entre os pinos e o ponto de alimentação.

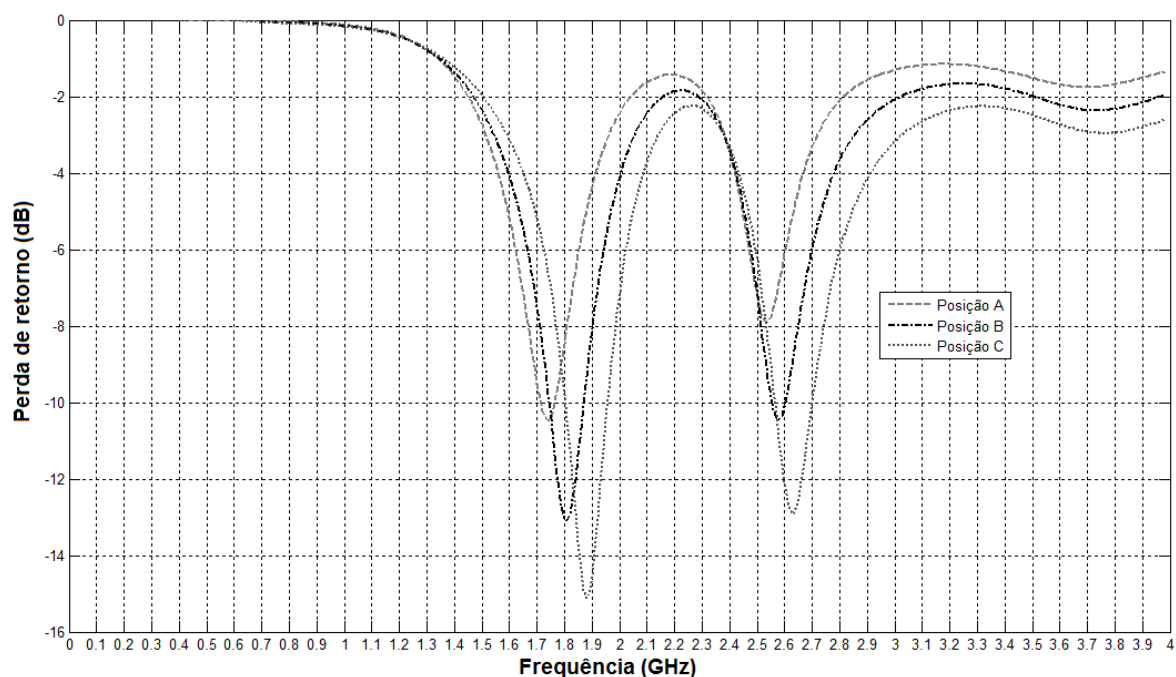


Fig.4.15. Perda de retorno para as configurações A, B e C.

O uso do pino proporciona redução na frequência de ressonância, o que possibilita uma maior miniaturização da antena para uma frequência de operação. As dimensões do elemento radiante podem ser de até 3 ou 4 vezes menor, quando comparado ao caso sem pino [11], fazendo o tamanho da antena compatível com as dimensões de dispositivos cada vez mais miniaturizados, como o aparelho de telefone celular.

O efeito do pino pode ser explicado pela teoria de circuitos. Quando um pino é colocado próximo à fonte, ocorre um acoplamento capacitivo [11]. Esse acoplamento reduz a impedância indutiva da antena, reduzindo a frequência de ressonância. Portanto, a quantidade de carga capacitiva induzida determina a redução do tamanho da antena. Quando o pino é movido para longe da alimentação, o acoplamento capacitivo diminui e a reatância indutiva aumenta. Então a frequência de operação pode ser aumentada ou diminuída dependendo se o pino é afastado ou aproximado da fonte de alimentação.

Há dois métodos de potencializar o efeito do pino sobre a frequência de ressonância. Um dos métodos consiste em aumentar o número de pinos e o outro, em aumentar o raio dos pinos já existentes, Fig.4.16a. Para uma máxima redução da frequência de ressonância, o pino deve ser colocado próximo à borda da *patch* [11]. Simulações mostram que a opção por aumentar a quantidade de pinos dificulta a dissipação de potência nas proximidades, então recomenda-se o aumento do raio e o uso de um único pino.

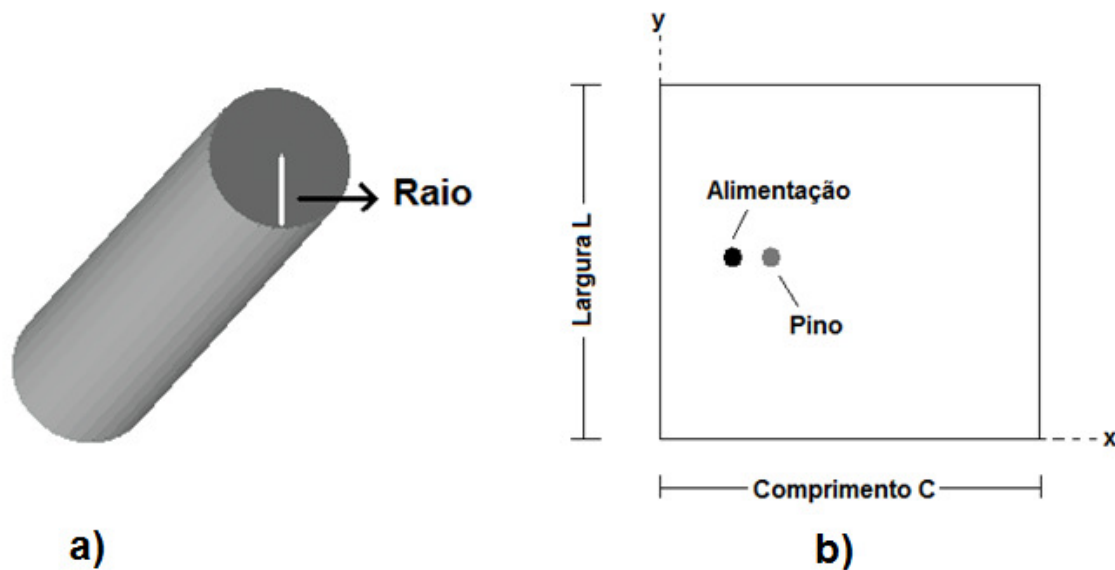


Fig.4.16. a) Pino e seu raio. b) Elemento radiante genérico, com pino.

4.2.4. Distância entre plano de terra e elemento radiante

O mecanismo de radiação de uma antena *patch* depende do campo de borda entre o elemento radiante e o plano de terra. Em geral, a antena em microfita é composta por uma camada de dielétrico entre o elemento radiante e o plano de terra, Fig.4.17. Se a espessura da camada dielétrica aumenta indefinidamente, a permissividade efetiva da cavidade tende a do espaço livre ϵ_0 e a frequência de ressonância varia, diminuindo. Conclui-se que variar a distância entre o plano de terra e o elemento radiante é uma forma de controlar a frequência de operação [7]. Na ausência de substrato dielétrico, espera-se que a radiação eletromagnética seja pouco afetada pela variação na distância entre as placas.

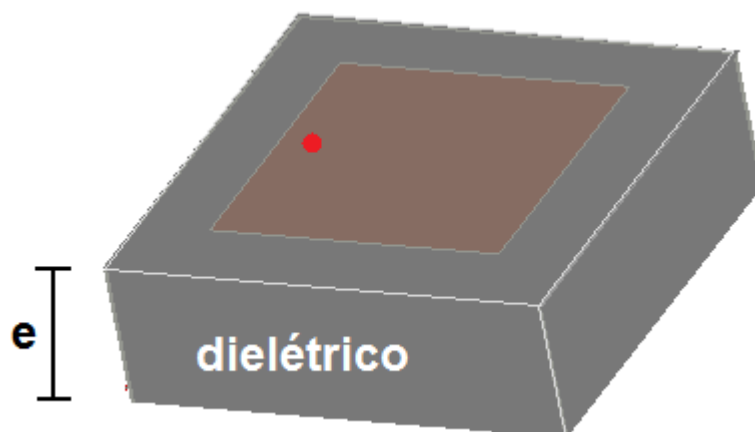


Fig.4.17. Composição da cavidade sob o elemento radiante.

4.2.5. Substrato dielétrico

Uma das formas de reduzir a frequência de operação de antenas em microfita é o uso de dielétrico entre o elemento radiante e o plano de terra. Um substrato espesso, além de diminuir a frequência de operação, aumenta a potência de radiação, reduz as perdas por condução e melhora a largura de banda. A permissividade relativa ϵ_r tem função semelhante à espessura do dielétrico. Um aumento na espessura do substrato tem efeito parecido com a diminuição do valor de ϵ_r .

Um baixo valor de ϵ_r para o substrato aumenta o campo de borda na periferia do elemento radiante e, portanto, aumenta a potência de radiação. Os substratos tipicamente utilizados possuem valor de até 2,5 de permissividade relativa [2]. O uso de substratos de alta permissividade relativa implica em diminuição da eficiência de radiação e estreitamento da largura de banda, comparado ao caso de baixa permissividade relativa [12].

Para se verificar o efeito do substrato dielétrico sobre a perda de retorno, realiza-se o procedimento descrito a seguir. Primeiramente simula-se uma estrutura onde o ar é o dielétrico de separação entre o plano de terra e o elemento radiante, Fig.4.18a. Em seguida, foi empregado um dielétrico com $\epsilon_r = 2$, Fig.4.18b. Comparando-se os resultados das simulações, Fig.4.19, verifica-se que o dielétrico causa redução, de mais que 300 MHz, da frequência de melhor casamento. Isso ocorre porque a frequência de ressonância com dielétrico é menor que com espaço livre. Com o aumento de ϵ_r para 2,5 e 3, observa-se que há uma tendência de diminuição da frequência e da perda de retorno, duas consequências desejadas em projetos de antenas pequenas.

Observa-se, portanto, que se deve optar por uma baixa eficiência de radiação acompanhada por um bom casamento de impedâncias ou por uma alta eficiência de radiação associada a piores condições de casamento de impedância. Trata-se de uma escolha a ser feita em detrimento de outra, situação comum em projetos de antenas.

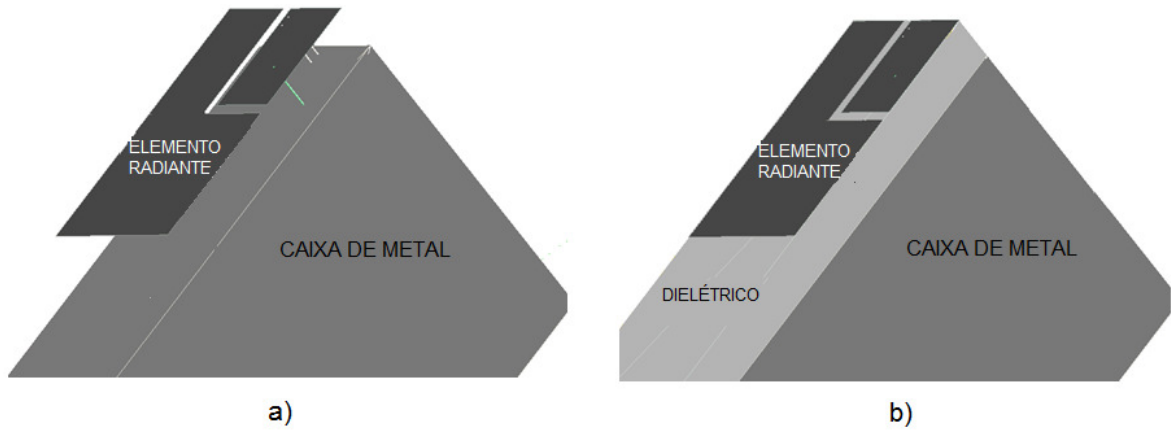


Fig.4.18. Antenas utilizadas nas simulações. (a) dielétrico ar e (b) dielétrico com ϵ_r igual a 2, 2,5 e 3.

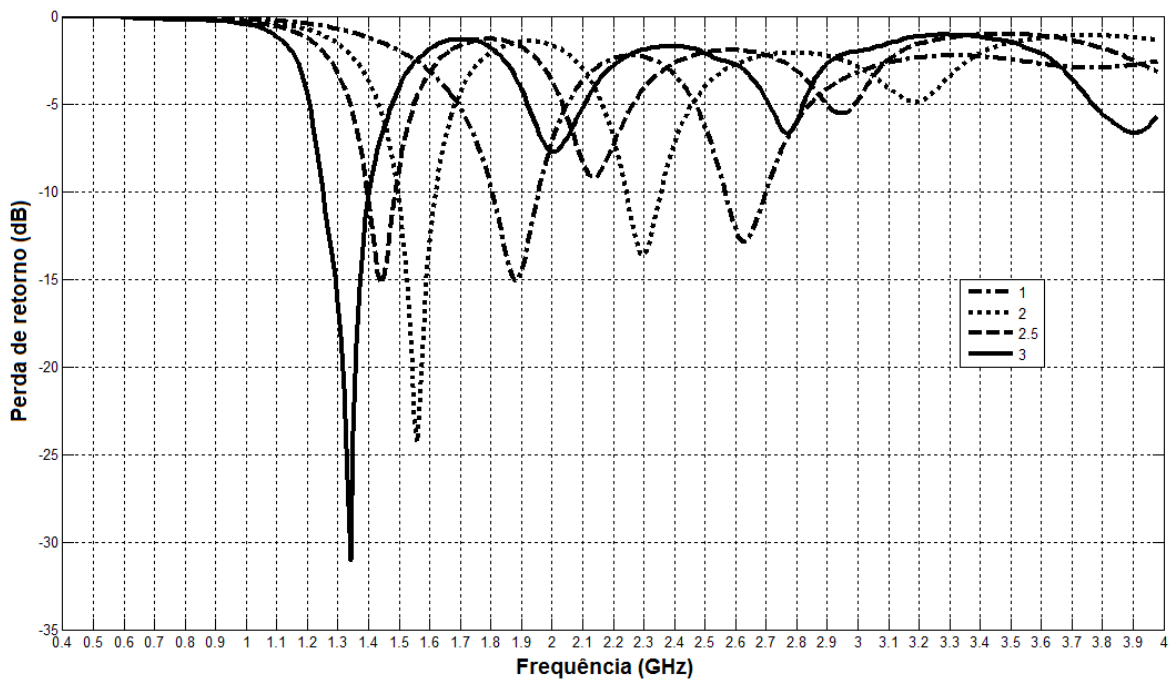


Fig.4.19. Efeito do dielétrico sobre a frequência de melhor casamento.

4.2.6. Largura e comprimento do elemento radiante

A largura L , Fig.4.16b, do elemento radiante tem pouco efeito sobre a frequência de ressonância e diagrama de radiação da antena. O parâmetro L afeta, principalmente, a resistência de entrada e a largura de banda. Uma grande largura L aumenta a potência de radiação, diminuindo a resistência de ressonância, e aumenta a largura de banda. É sugerido que $1 < L/C < 2$ [2]. Se L for muito pequeno, tem-se pouca eficiência de radiação, e para valores muito altos de L excita-se modos indesejados de propagação.

O comprimento C da *patch* determina a frequência de ressonância. Pode-se relacionar a frequência de ressonância, no modo TM_{10} , com o comprimento C por meio da equação:

$$C = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo e f_r é a frequência de ressonância. A equação (4.1), que não é função de L , é válida somente para grandes valores de L , ou seja, um elemento radiante largo.

Na prática, o campo elétrico não está confinado na cavidade, parte do campo, que fica em volta das dimensões $C \times L$ da *patch*, é denominado campo de borda. Os efeitos deste campo ao longo das bordas $y=0$ e $y=L$ podem ser considerados em (4.1) substituindo-se ϵ_r por uma permissividade efetiva $\epsilon_{re} < \epsilon_r$. Ao longo das bordas $x=0$ e $x=C$, os efeitos podem ser descritos em termos de um comprimento adicional ΔC ao longo da dimensão x . O comprimento efetivo C_e pode ser escrito como $C_e = C + \Delta C$; e a equação (4.1) passa a ser [2]

$$C = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{re}}} - 2\Delta C \quad (4.2)$$

Além deste, existem outros métodos de relacionar a frequência de ressonância com o comprimento C do elemento radiante, sendo que a maioria desses métodos é empírica [2].

O método de determinação de C descrito acima foi utilizado para determinar a dimensão C do menor elemento radiante da PIFA da Fig.4.20 de tal forma que a antena opere em duas frequências, 900 MHz e 1800 MHz. Utilizando a equação (4.2), chega-se a conclusão que $2,35 < C < 3,53$ cm. Escolhendo-se o valor $C=3,5$ cm, obtêm-se os valores de perda de retorno mostrados na Fig.4.21.

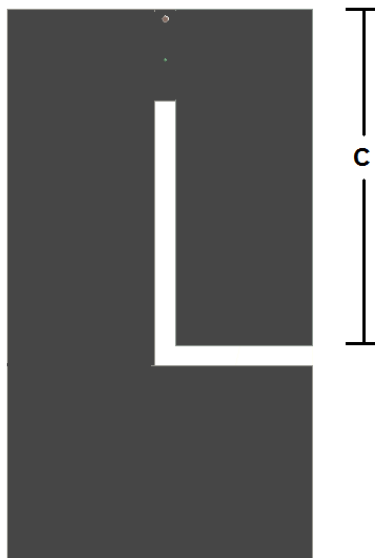


Fig.4.20. PIFA dual para 900 MHz e 1800 MHz.

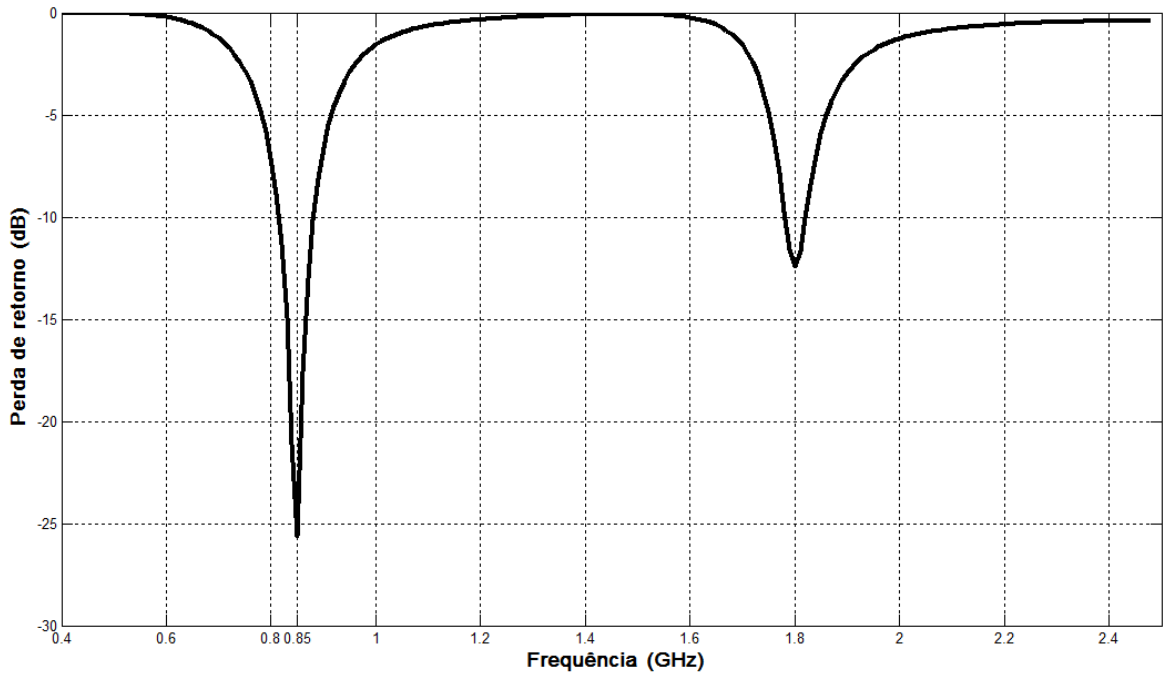


Fig.4.21. Perda de retorno para a estrutura da Fig.4.20, com $C=3,5$.

O ideal é que a antena em microfita ocupe o menor espaço possível, como conseqüência disso elas operam nos primeiros modos de propagação, em geral o TM_{10} . Na situação da Fig.4.16a, é suficiente que ocorra uma variação do campo elétrico E na direção x , tal que E assume seu valor máximo na borda $y=0$ e mínimo na borda $y=L$, por exemplo, e nenhuma variação ao longo das bordas $x=0$ e $x=C$. Isso é suficiente para a formação do campo de borda e, conseqüentemente, a radiação de campo eletromagnético.

4.2.7. Tamanho do plano de terra

Um dos principais objetivos de projeto é reduzir o tamanho da antena, assim como o plano de terra. O problema é que plano de terra finito possibilita que ocorra difração em suas bordas causando mudança no diagrama de radiação. Para um plano de terra com as dimensões exatamente iguais ao elemento radiante, a frequência de ressonância é maior, se comparada ao caso em que um plano de terra muito grande é utilizado [2]. Quando se aumenta o plano de terra gradativamente, além do elemento radiante, a frequência de ressonância para o caso do plano de terra infinito é atingida quando o plano de terra é aumentado em cerca de $\frac{\lambda_0}{20}$ em todas as direções, onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre [33]. Com relação aos planos de radiação, mostra-se que o plano E é mais fortemente afetado pelo tamanho do plano de terra, em comparação com o plano H [13].

5. RESULTADOS PRÁTICOS

Neste capítulo, objetiva-se comprovar, na prática, os resultados teóricos obtidos por simulações tendo como base o programa *FDTD-Studio*. Após as simulações das antenas procedeu-se à construção dos protótipos. Utilizando o analisador de redes E5062A ENA-L RF Network Analyzer, medidas de perda de retorno foram realizadas. Os testes são divididos de forma a avaliar o funcionamento de duas estruturas simples nas frequências de operação de 900 MHz e 1800 MHz e, por último, de uma terceira estrutura derivada das duas primeiras que opera nas duas frequências citadas.

Em todos os casos, manteve-se o tamanho do elemento *patch* radiante ($5,4 \times 3,0 \text{ cm}^2$) e da caixa de metal utilizada como plano de terra ($6,2 \times 3,0 \times 13,8 \text{ cm}^3$), de forma que se adaptassem ao formato dos dispositivos celulares móveis. Na Fig.5.1, está mostrada a caixa utilizada como plano de terra em todas as configurações que foram analisadas.

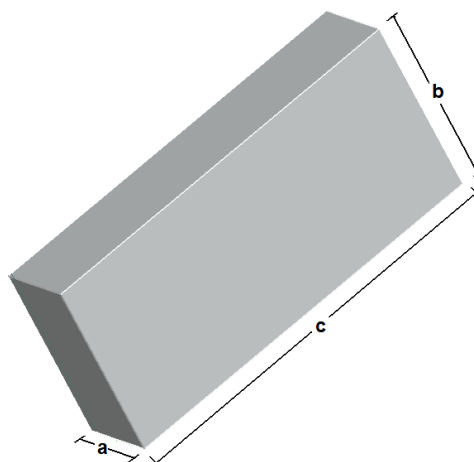


Fig.5.1. Caixa de metal com dimensões $a=3 \text{ cm}$, $b=6,2 \text{ cm}$ e $c=13,8 \text{ cm}$.

5.1. Protótipo para a frequência de 900 MHz

A configuração de antena *patch* montada para a verificação dos resultados de simulação em 900 MHz está apresentada na Fig.5.2. Nesta configuração, o elemento parasita corresponde à menor das placas e foi mantido próximo ao elemento alimentado para que as condições de teste adquiram maior semelhança com a situação de antena dual (configuração de interesse à comunicação celular, operando tanto por volta de 900 MHz, como em 1800 MHz). Os resultados esperados e medidos para a perda de retorno são apresentados na Fig.5.3. Observa-se uma diferença de cerca de 80 MHz entre as frequências simulada e medida onde ocorrem a menor perda de retorno (equivalente à

frequência de máxima ressonância). Observa-se também uma diferença entre a perda de retorno máxima esperada e medida em torno de 5 dB, porém o valor máximo obtido de aproximadamente -13,5 dB representa uma boa estimativa, já que o VSWR correspondente é 1,53. A largura de banda para perda de retorno igual a -10 dB (largura de banda para $VSWR < 2$), obtida por simulação, foi de aproximadamente 90 MHz e, na prática, por volta de 100 MHz.



Fig.5.2. Antena construída para a verificação dos resultados de simulação em 900 MHz.

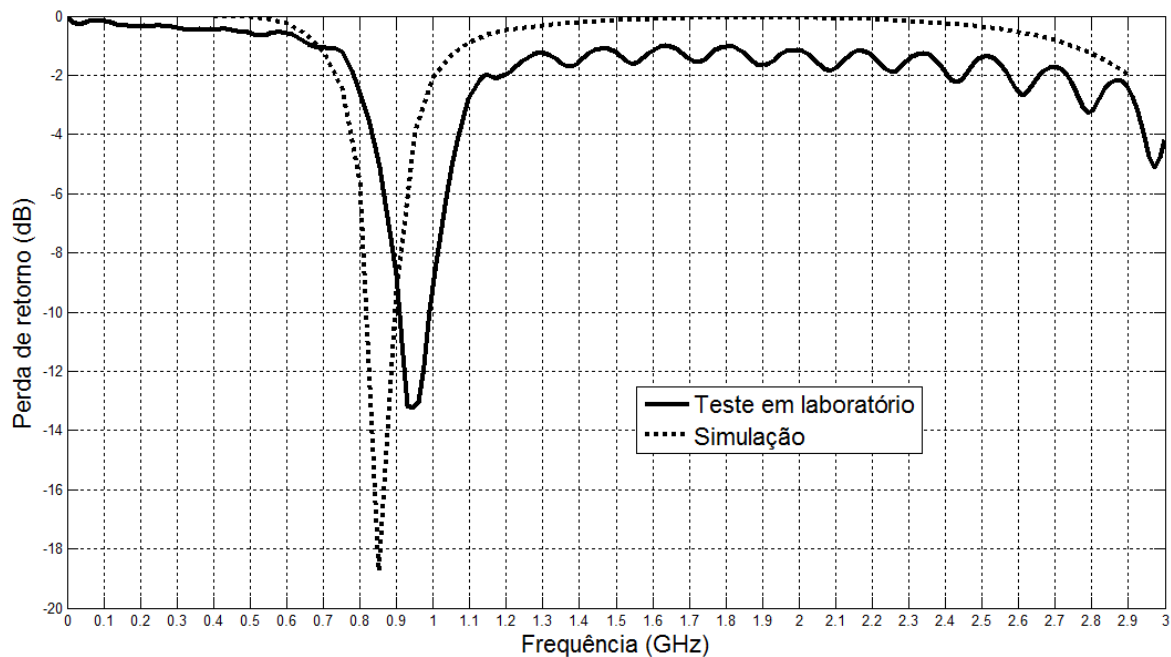


Fig.5.3. Resultados práticos e simulados de perda de retorno para a frequência de 900 MHz.

5.2. Protótipo para a frequência de 1800 MHz

A configuração de antena *patch* montada para a verificação dos resultados de simulação em 1800 MHz está apresentada na Fig.5.4. Nesta configuração, também há a presença de um elemento parasita, que corresponde à maior das placas (em formato de L) e está próxima ao elemento que é alimentado. A razão de sua presença é a mesma explicada para o caso anterior. Os resultados esperados e medidos para a perda de retorno são apresentados na Fig.5.5.

Observa-se novamente que a frequência de melhor casamento aumentou em comparação ao caso do teste prático, apresentando uma diferença de cerca de 30 MHz. A diferença entre perda de retorno máxima esperada e medida foi em torno de 4 dB, porém o valor máximo obtido de aproximadamente -15 dB representa um valor aceitável, já que o VSWR correspondente é próximo de 1,43. A largura de banda de -10 dB simulada coincide com a medida, assumindo um valor próximo de 180 MHz.

Observa-se na Fig.5.5 que por volta de 2,6 GHz tem-se uma frequência harmônica com perda de retorno considerável de aproximadamente -28 dB. Como o transceptor do celular trabalha basicamente na faixa de 850 MHz a 1,8 GHz, não haverá problemas consideráveis de interferência devido a essa frequência harmônica.



Fig.5.4. Antena construída para a verificação dos resultados de simulação em 1800 MHz.

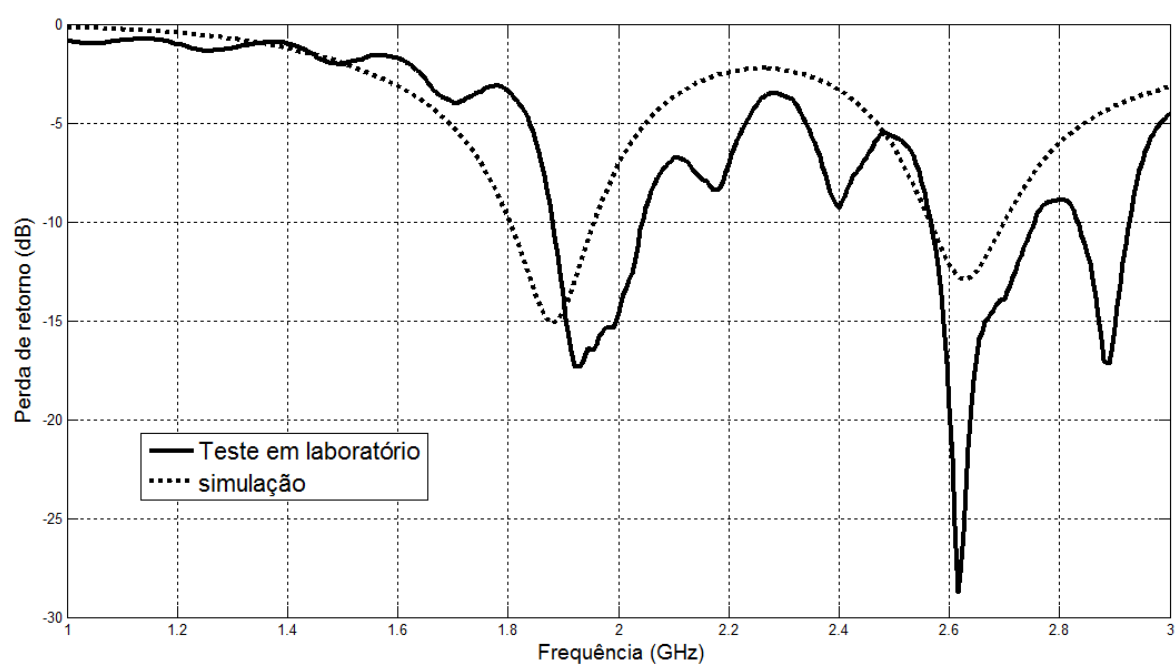


Fig.5.5. Resultados práticos e simulados de perda de retorno para a frequência de 1800 MHz.

5.3. Protótipos para as frequências de 900 MHz e 1800 MHz

A configuração de antena *patch* montada para a verificação dos resultados de simulação em 900 MHz e 1800 MHz, originada da combinação das estruturas anteriormente analisadas, está apresentada na Fig.5.6. Nesta configuração, têm-se a fusão da estrutura que radia em 900 MHz com a estrutura que radia em 1800 MHz formando a antena dual. Os resultados esperados e medidos para a perda de retorno são apresentados na Fig.5.7.

Analisando-se as frequências de ressonância obtidas para máxima perda de retorno, observa-se que a operação tanto próxima de 900 MHz como próxima de 1800 MHz foi atendida tanto para a frequência de 900 MHz como para 1800 MHz. Nota-se uma diferença de cerca de 30 MHz entre a frequência onde ocorre a menor perda de retorno medida e simulada. A diferença entre a perda de retorno máxima esperada e medida está em torno de 9 dB, mas o valor máximo obtido de aproximadamente -15 dB ainda representa uma boa estimativa já que o VSWR corresponde a 1,43. A largura de banda para perda de retorno igual a -10 dB obtida por simulação foi de aproximadamente 80 MHz e, na prática, por volta de 50 MHz.

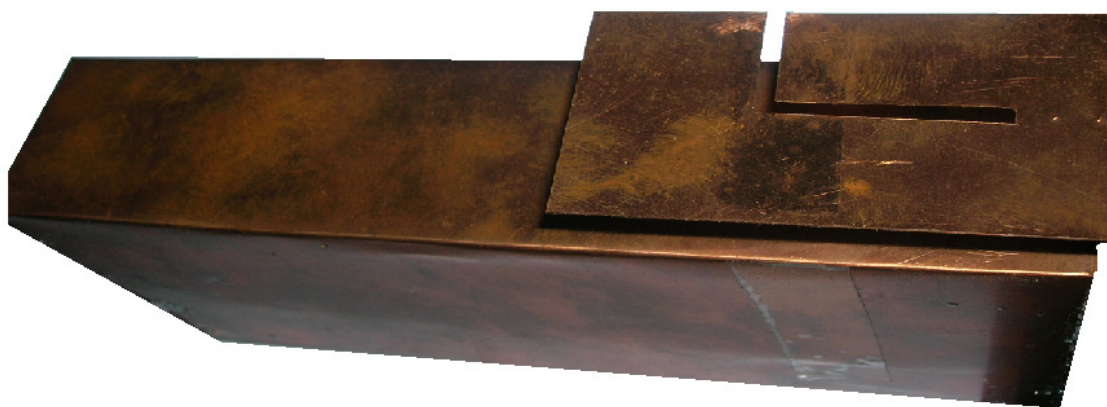


Fig.5.6. Antena construída para a verificação dos resultados de simulação em 900 MHz e 1800 MHz.

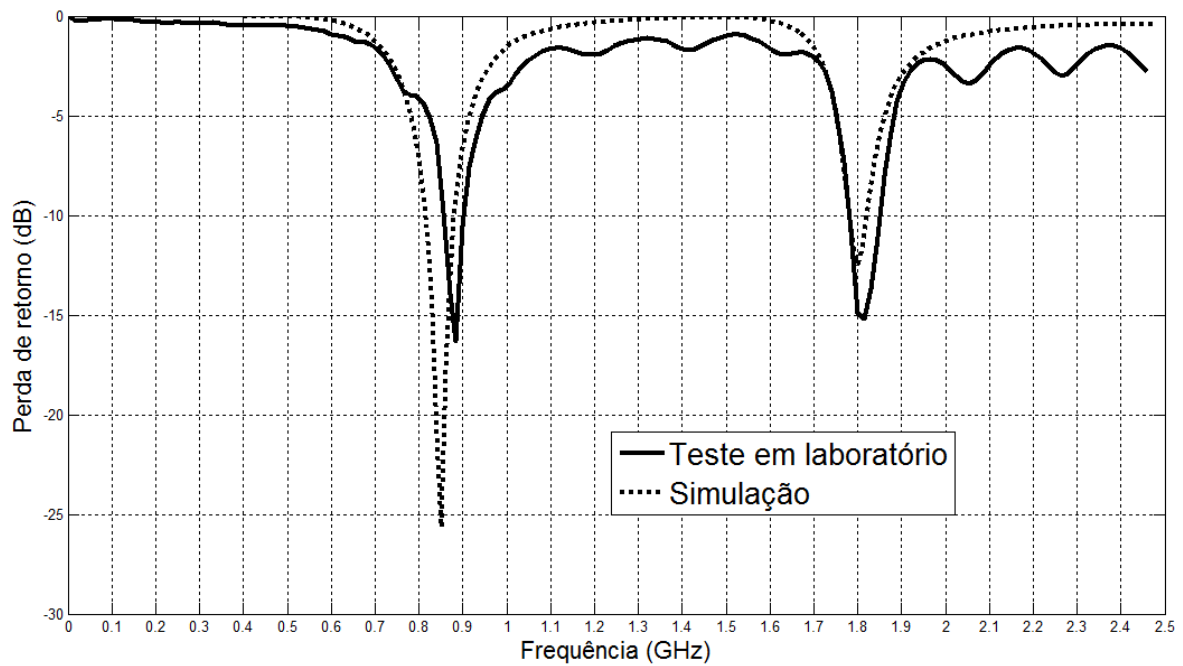


Fig.5.7. Resultados de teste e simulação para a perda de retorno da antena operando em 900 MHz e 1800 MHz.

A partir dos testes realizados fica visível o problema da largura de banda que é estreita. Alterações no comprimento do elemento radiador (L) modificam a frequência de ressonância da antena, e alterações na largura da estrutura influenciam a largura de banda [14]. Mas o alargamento do elemento radiante ou o aumento de seu tamanho não mais respeitariam os limites de dimensões impostos no projeto.

A diferença entre os resultados teóricos e práticos se deve provavelmente às dificuldades práticas de construção, imprecisão em medidas, soldagem dos componentes, perdas nos cabos e conectores, e também à interferência do meio (objetos, pessoas, superfícies metálicas, paredes etc). Estes fatores não são considerados nas simulações e causam variações nos resultados práticos.

6. CONCLUSÕES

Antenas monopolo convencionais que operam com dimensão de um quarto do comprimento de onda necessitam em 900 MHz, por exemplo, de um comprimento de aproximadamente 83 mm. Devido a essa grande dimensão, é difícil integrar antenas monopolo na caixa do telefone móvel celular. Neste trabalho, realizou-se o estudo de uma estrutura radiante única aplicada a dispositivos móveis abrangendo as faixas de 900 MHz e 1800 MHz. A estrutura deveria ser leve e compacta, apresentando dimensões reduzidas, a fim de possibilitar a sua utilização em aparelhos celulares móveis disponíveis no mercado.

Em busca da obtenção de ferramentas para o alcance dos objetivos propostos, realizou-se um estudo sobre estruturas radiantes planares. O método das diferenças finitas no domínio do tempo FDTD foi usado para o projeto da estrutura proposta. Deu-se atenção especial aos parâmetros de projeto em antenas planares-F invertido (PIFA), que serviram de base para o desenvolvimento da estrutura radiante para atender aos quesitos de operação em dupla frequência.

Para a realização de um estudo pormenorizado, foram realizadas simulações com o auxílio do software *FDTD-Studio*, considerando estruturas operando inicialmente em uma frequência mais baixa, em seguida em uma frequência mais alta, até que fosse obtida a estrutura de interesse que operaria nessas duas frequências. A fim de validar os resultados de simulação, protótipos foram construídos e suas perdas de retorno medidas em laboratório.

Dos resultados obtidos pode-se concluir que o protótipo atende às necessidades do projeto, sendo possível sua aplicação em telefones móveis celulares, uma vez que a estrutura se mostra simples, leve, compacta e pode ser confeccionada com material de fácil aquisição no mercado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] W.L. Stutzman, G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, New York: Wiley, Inc., 2.^a Ed, 1998.
- [2] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Norwood: Artech House, Inc., 2001.
- [3] L. V. Blake. *Antennas*, Boston: Artech House, 1984.
- [4] J. Carr. Joseph, *Antenna toolkit*, Great Britain: Planta Tree., 2.^a Ed, 2001.
- [5] Wong, Kin-Lu. *Planar antennas for Wireless communications*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.
- [6] Wong, Kin-Lu. *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2002.
- [7] James, J.R., Hall P. S. *Handbook of Microstrip Antennas*, London: Peter Peregrinus Ltd, Vol. 1-2, 1989.
- [8] Allen Taflove, Susan C. Hagness. *Computational Electrodynamics: the finite-difference time-domain method*, Boston: Artech House, 2000.
- [9] Milligan, Thomas A. *Modern Antenna Design*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2.^a Ed, 2005.
- [10] Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 6, No. 2, December 2007. *Antenas de Microfita Linearmente Polarizadas: Nova Estratégia de Projeto*.
- [11] Venugopal, Arvind. *Analysis and Design of Microstrip antenna for a Smart-antenna test-bed. (Under the direction of Professor Gianluca Lazzi.)*
- [12] T. K. Lo, C.-O. Ho, Y. Hwang, E. K. W. Lam, and B. Lee, "Miniature aperture-coupled microstrip antenna of very high permittivity," *Electron. Lett*, vol. 33, pp. 9–10, Jan. 1997.
- [13] Lier, E, and K.R.Jacobson, "Rectangular Microstrip Patch Antennas With Infinite and Finite Ground Plane Dimensions," *IEEE Trans, on Antennas and Propagation*, Vol.AP-31, 1983, pp, 978-984.
- [14] 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

- [15] Picanço, R. P. (2006). Desenvolvimento de uma Interface Integrada para o Projeto e Análise de Antenas Utilizando o Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM-254/06, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 92p.