



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

Aplicação de Superfícies Seletivas em Frequência para Melhoria de Resposta de Arranjos de Antenas Planares

Valdez Aragão de Almeida Filho

Orientador: Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos

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

Natal, RN, março de 2014.

Catálogo da Publicação na Fonte

Almeida Filho, Valdez Aragão de.

Aplicação de superfícies seletivas em frequência para melhoria de resposta de arranjos de antenas planares / Valdez Aragão de Almeida Filho. – Natal, RN, 2014. 93f.

Orientador: Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica e de Computação) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Arranjos de Antenas Planares - Tese. 2. Superfícies Seletivas em Frequência - Tese. 3. Redução de Dimensões – Tese. 4. Modificação de Parâmetros de Radiação – Tese. I. Campos, Antonio Luiz Pereira de Siqueira. II. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. III. Título.

RN/UF

CDU 621.396.67

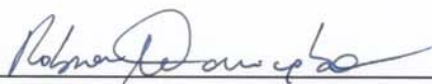
Aplicação de Superfícies Seletivas em Frequência para Melhoria de Resposta de Arranjos de Antenas Planares

Valdez Aragão de Almeida Filho

Tese de Doutorado aprovada em 14 de março de 2014 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:



Prof. Dr. Antonio Luis Pereira de Siqueira Campos - ORIENTADOR (UFRN)



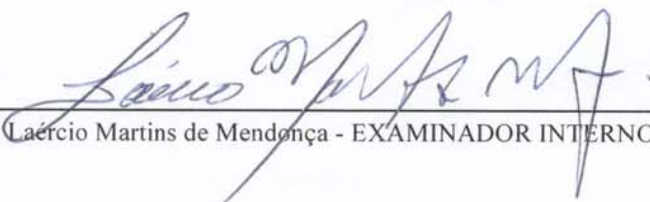
Prof. Dr. Robson Hebraico Cipriano Maniçoba – EXAMINADOR EXTERNO (UESB)



Prof. Dr. Alfredo Gomes Neto - EXAMINADOR EXTERNO (IFPB)



Prof. Dr. Ronaldo Andrade Martins - EXAMINADOR INTERNO (UFRN)



Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça - EXAMINADOR INTERNO (UFRN)

*“Para realizar grandes conquistas devemos
não apenas agir, mas também sonhar; não
apenas planejar, mas também acreditar.”*

Anatole France

*Minha terna gratidão a todos que
colaboraram para que este sonho pudesse ser
concretizado.*

Agradecimentos

Primeiramente a Deus que permitiu que tudo isso acontecesse ao longo de minha vida, e não somente nestes anos como universitário, mas que em todos os momentos é o maior mestre que alguém pode conhecer.

Ao Professor Antônio pela valiosa orientação, paciência, amizade e inúmeras sugestões para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Professor Ronaldo pela ajuda no que diz respeito à parte de laboratório.

Aos demais professores do PPGEEC pela contribuição na minha vida acadêmica.

À minha família pelo amor, incentivo e compreensão nos momentos difíceis.

Ao meu grande amigo Gustavo, pela amizade, companhia, paciência e contribuição para este trabalho.

Aos amigos Lincoln, Bruno, Robson, Davi e Gesivaldo pelo apoio e companhia.

À CAPES pelo suporte financeiro.

Resumo

Este trabalho tem como objetivo apresentar como a aplicação de superfícies seletivas em frequência (*Frequency Selective Surfaces* - FSS) em arranjos de antenas planares se torna uma alternativa interessante, para se obter características de radiação desejadas, a partir de alterações em parâmetros de radiação dos arranjos, tais como largura de banda, ganho e diretividade. A metodologia aplicada consistiu de uma revisão bibliográfica criteriosa. Neste procedimento de pesquisa, foram analisados os parâmetros citados acima, além do acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo. Para realizar tal estudo, foi projetado um arranjo de antenas de microfita, com dois elementos do tipo *patch*, alimentado por uma rede de alimentação. Outra modificação feita no arranjo foi a utilização do plano de terra truncado, com o objetivo de aumentar a largura de banda e miniaturizar os elementos do arranjo. Para poder estudar o comportamento das superfícies seletivas em frequência aplicadas em arranjos de antenas, foram propostos três *layouts* diferentes. O primeiro *layout* consiste em utilizar a FSS como superstrato (acima do arranjo). O segundo consiste em utilizar a FSS como elemento refletor (abaixo do arranjo). O terceiro *layout* consiste em colocar o arranjo entre duas camadas de FSS, tanto em cima quanto abaixo. Resultados numéricos e experimentais para cada uma das configurações propostas são apresentados, com a finalidade de validar a proposta de pesquisa.

Palavras-chave: Arranjos de Antenas Planares, Superfícies Seletivas em Frequência, Redução de Dimensões, Modificação de Parâmetros de Radiação.

Abstract

This work aims to show how the application of frequency selective surfaces (FSS) in planar antenna arrays become an alternative to obtain desired radiation characteristics from changes in radiation parameters of the arrays, such as bandwidth, gain and directivity. The methodology consisted of a thorough literature review. In this procedure, the radiation parameters above mentioned were analyzed in addition to the mutual coupling between the elements of the array. To accomplish this study, were designed a microstrip antenna array with two patch elements, fed by a network feed. Another change made in the array was the use of the truncated ground plane, with the objective of increasing the bandwidth and miniaturize the elements of the array. In order to study the behavior of frequency selective surfaces applied in antenna arrays, three different layouts were proposed. The first layout uses the FSS as a superstrate (above the array). The second layout uses the FSS as reflector element (below the array). The third layout is placed between two FSS. Numerical and experimental results for each of the proposals configurations are presented in order to validate the research.

Keywords: Planar Antenna Arrays, Frequency Selective Surfaces, Dimension Reduction, Parameter Radiation Modification.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Símbolos

1	Introdução	16
1.1	Organização do texto	18
2	Arranjo de Antenas	20
2.1	Introdução	20
2.2	Arranjo linear com 2 elementos.....	21
2.3	Arranjo linear com N elementos	24
2.4	Arranjo <i>Broadside</i>	25
2.5	Arranjo <i>End-fire</i>	27
2.6	Problemas que afetam os arranjos de antenas.....	28
2.6.1	Rede de alimentação mal projetada	28
2.6.2	Largura de banda estreita.....	32
2.6.3	Tamanho físico do arranjo	36
2.6.4	Ganho e diretividade em pequenos níveis	38
2.6.5	Acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo	40
2.6.6	Presença de lóbulos laterais	46
3	Superfícies Seletivas em Frequência	47
3.1	Introdução	47
3.2	Circuito Equivalente de uma FSS.....	50
3.3	FSS Passiva e Ativa	52
3.4	Grupos de elementos das FSS.....	53

3.4.1 Grupo 1: N-pólos.....	53
3.4.2 Grupo 2: Tipo <i>loop</i>	55
3.4.3 Grupo 3: Interior sólido.....	55
3.4.4 Grupo 4: Combinações.....	55
3.5 Dimensões dos elementos.....	55
3.6 Técnicas de análise	56
3.7 Aplicações.....	57
3.7.1 FSS aplicadas a arranjos de antenas	58
 4 Resultados Numéricos e Experimentais	 61
4.1 Introdução	61
4.2 Estrutura do arranjo	62
4.3 Estrutura da FSS	68
4.4 FSS aplicadas a arranjos de antenas	71
 5 Conclusão	 84
 Referências Bibliográficas	 86

Lista de Figuras

2.1	Geometria de um arranjo de 2 elementos ao longo do eixo-z.....	22
2.2	Observações do campo distante para o arranjo com 2 elementos ao longo do eixo-z.....	23
2.3	Observações do campo distante para um arranjo de N elementos ao longo do eixo-z.....	24
2.4	Exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação tipo <i>broadside</i>	26
2.5	Exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação tipo <i>end-fire</i>	27
2.6	Rede de alimentação em paralelo	29
2.7	Alimentação em paralelo com extensões de linha (a) e com defasadores (b)	30
2.8	Rede de alimentação em série: transposta (a) e não-transposta (b)	31
2.9	Geometria do arranjo log-periódico em microfita	34
2.10	Esquemático da antena Yagi-Uda.....	35
2.11	Antena <i>quasi-Yagi</i>	36
2.12	Tipos de fractais: (a) geométrico e (b) aleatório.....	37
2.13	Antena patch cercada por uma estrutura EBG.....	38
2.14	Antena patch sobre um substrato tipo degrau.....	38
2.15	Arranjo de antenas com uma FSS como superstrato	39
2.16	Visualização dos sinais irradiados e acoplados no modo transmissor.....	40
2.17	Visualização dos sinais irradiados e acoplados no modo receptor	41
2.18	Ondas de superfície atuando sobre um substrato.....	43
2.19	Arranjo de antena de microfita separado por uma estrutura EBG.....	44

2.20	Acoplamento mútuo.....	45
3.1	Estrutura planar periódica bidimensional	48
3.2	Organização dos elementos em uma FSS	48
3.3	Elétron oscilando devido à força exercida pela onda incidente.....	49
3.4	Elétrons obrigados a se mover, incapacitando-os de absorver energia, resultando em alta transmitância	50
3.5	(a) FSS capacitiva e (b) FSS indutiva.....	51
3.6	Coeficiente de transmissão: (a) FSS capacitiva e (b) FSS indutiva.....	51
3.7	Formas dos elementos das FSS.....	54
3.8	FSS atuando como estrutura EBG	58
3.9	FSS como superstrato	59
3.10	FSS utilizada como elemento refletor.....	60
3.11	FSS como radome de um arranjo de antenas	60
4.1	Geometria do <i>patch</i> utilizado nos arranjos	62
4.2	Tipos de alimentação propostos para o arranjo: (a) Rede de alimentação, (b) Alimentação isolada e (c) Alimentação coaxial.	63
4.3	Geometria do arranjo proposto	64
4.4	Descontinuidades utilizadas no projeto da rede de alimentação.....	64
4.5	Perda de retorno para o arranjo convencional	66
4.6	Diagrama de radiação, simulado e medido, no plano E, para o arranjo convencional, na frequência de 2,45 GHz.	67
4.7	Distribuição do campo elétrico no arranjo com plano de terra cheio	67
4.8	Geometria do elemento da FSS: (a) Rejeita-faixa e (b) Passa-faixa.....	68
4.9	Coeficiente de transmissão e fase do coeficiente de reflexão, simulados, em função da frequência, para a FSS rejeita-faixa: (a) Polarização horizontal e (b) Polarização vertical.....	69
4.10	Coeficiente de transmissão e fase do coeficiente de reflexão, simulados, em função da frequência, para a FSS passa-faixa: (a) Polarização horizontal e (b) Polarização vertical.....	71
4.11	Vista lateral da estrutura da FSS integrada com o arranjo de antenas.....	71

4.12	Comparação da perda de retorno, medida, para os três valores de espaçamento (1, 3 e 6 cm), para a FSS aplicada acima do arranjo.....	72
4.13	Diagrama de radiação, simulado, para os três valores de <i>gap</i> , para a FSS aplicada acima do arranjo.....	73
4.14	Arranjo com plano de terra truncado	73
4.15	Comparação da perda de retorno para o arranjo convencional e o arranjo truncado	74
4.16	Arranjo reduzido com plano de terra truncado	75
4.17	Perda de retorno para o arranjo reduzido.....	75
4.18	Diagrama de radiação, plano E, simulado, para o arranjo reduzido	76
4.19	FSS como elemento refletor do arranjo de antenas com plano de terra truncado	76
4.20	Comparação da perda de retorno, medida, para o caso da FSS utilizada como elemento refletor do arranjo.....	77
4.21	Diagrama de radiação, simulado, para os três valores de <i>gap</i> , para a FSS aplicada abaixo do arranjo	78
4.22	Arranjo colocado entre duas camadas de FSS	78
4.23	Comparação da perda de retorno obtida para todos os <i>layouts</i> propostos.....	79
4.24	Diagramas de radiação para o arranjo entre duas FSS: (a) 2,45 GHz e (b) 2,6 GHz.....	80
4.25	Distribuição do campo elétrico para o arranjo posicionado entre duas FSS, para as frequências: (a) 2,45 GHz e (b) 2,60 GHz.....	81
4.26	<i>Setup</i> de medição e estruturas construídas.....	82
4.27	Medição da estrutura na câmara anecóica.	82
4.28	Comparação entre resultados simulados e medidos para o caso do arranjo posicionado entre as FSS	83

Lista de Símbolos

AF	Fator de arranjo
β	Diferença na excitação de fase entre os elementos de um arranjo
d	Separação entre os elementos de um arranjo
D	Diretividade
G	Ganho
η	Eficiência de radiação
U	Intensidade de radiação
P_{rad}	Potência radiada para o espaço livre
P_{sw}	Potência acoplada nas ondas de superfície
ϵ	Permissividade elétrica
ϵ_{eff}	Constante dielétrica efetiva
ϵ_r	Constante dielétrica do substrato
E_t	Campo total radiado
f	Frequência de operação
h	Espessura do substrato
θ	Ângulo de elevação
ψ	Aumento de fase com relação ao elemento anterior do arranjo
r	Distância radial
ϕ	Ângulo de azimute
λ_g	Comprimento de onda guiada no dielétrico
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
$\ln$	Logaritmo natural

$\log$	Logaritmo de base 10
τ	Razão geométrica da estrutura log-periódica
W	Largura do <i>patch</i> retangular
L	Comprimento do <i>patch</i> retangular
L_0	Comprimento da linha de alimentação
μ	Permeabilidade magnética
π	Número pi
w_0	Largura da linha de microfita
y_0	Comprimento do <i>inset fed</i>
Z_0	Impedância característica

Capítulo 1

Introdução

A evolução das telecomunicações nos últimos anos originou o aparecimento de uma variedade de serviços que utilizam uma faixa de frequências específica para operação. Alguns desses serviços têm como objetivo o acesso à Internet, através de redes sem fio, como é o caso de redes locais sem fio (*Wireless Local Area Network* - WLAN), redes celulares 3G (*Universal Mobile Telecommunications System* - UMTS) e 4G (*Long Term Evolution* - LTE), em terminais móveis, sejam computadores portáteis ou telefones celulares.

Redes sem fio WLAN (2400-2483,5 MHz) tiveram uma grande aceitação de mercado e uma rápida expansão devido a inúmeras vantagens, como a ausência de fios entre o dispositivo de rede e o ponto de acesso, o que proporcionou uma maior flexibilidade quanto à área de recepção, permitindo o acesso em diversos locais; tornando possível a criação de redes *ad-hoc* sem planejamento prévio; facilitando a instalação dessas redes, etc.

Na área de telefonia móvel tem-se, como exemplo principal, o serviço móvel celular, ou WWAN (*Wireless Wide Area Network*), englobando as sub-bandas UMTS (1920-2170 MHz), que faz parte das tecnologias 3G, e LTE (2500-2690 MHz), que faz parte das tecnologias 4G, a qual foi desenvolvida com o objetivo de trazer, aos telefones celulares, vídeo, imagem e uma maior velocidade no acesso à Internet.

Como cada serviço opera em faixas de frequências específicas e, em alguns casos, com características de polarização e radiação diferentes, torna-se necessária a integração de estruturas de antenas diferentes nos dispositivos. Para evitar o uso de diversas antenas, para operar tantos serviços, uma solução possível é utilizar antenas compactas multi-banda, ou banda larga.

Essas antenas devem ser de baixo custo, peso e perfil e devem ser capazes de manter bom desempenho ao longo das faixas de frequência para as quais elas foram projetadas para operar. Esta tendência tem se concentrado muito no projeto de antenas de microfita. Com uma geometria simples, as antenas de microfita oferecem muitas vantagens que normalmente não são encontradas em outras configurações de antenas. Em contrapartida, as antenas de microfita oferecem a desvantagem de exibir uma largura de banda estreita e baixos níveis de ganho e diretividade, para as formas mais simples, o que restringe a sua utilização.

Quando alguns parâmetros de radiação não são alcançados com um único elemento radiante, utiliza-se uma técnica que consiste em associar elementos radiantes em uma configuração elétrica e geométrica. Esta nova antena, formada por múltiplos elementos, é chamada de arranjo. Além de poder aumentar a largura de banda, um arranjo oferece níveis maiores de ganho e diretividade comparados a uma antena de microfita.

Os arranjos de microfita têm várias aplicações dentro de sistemas de comunicação sem fio. Dentre as aplicações mais comuns, podem ser citados o uso para comunicações via satélite [Wolansky *et al.* 2013], [Hui Zhang *et al.* 2013], comunicações baseadas em redes WLAN [Chi-Fang Huang *et al.* 2013], [Chitra *et al.* 2013], comunicações para sistemas de telefonia móvel celular (3G e LTE) [Cui YueHui *et al.* 2013]. Das aplicações mais recentes encontradas na literatura, podem-se citar o uso de arranjos de microfita para redes de sensores sem fio [Gruden *et al.* 2013], [Ali *et al.* 2013], para detecção e tratamento de tumores no corpo humano [Sugitani *et al.* 2013], [Aldhaeebi *et al.* 2013], para a detecção de objetos através de obstáculos [Ucar *et al.* 2013], para comunicações centradas no corpo humano [Chahat *et al.* 2013], [Islam *et al.* 2013], para sistemas de transmissão sem fio [Xie Fangyi *et al.* 2013], [Li Jiang *et al.* 2013].

Um dos problemas da utilização de arranjos em algumas aplicações está relacionado ao espaço ocupado, uma vez que os arranjos possuem, em sua grande maioria, dimensões elevadas. Outro problema frequente é com relação ao ganho e a diretividade. Para se obter níveis maiores de ganho e diretividade, geralmente colocam-se mais elementos no arranjo. Isto acarreta num aumento nas dimensões da estrutura.

Uma forma de amenizar esse problema é a aplicação de superfícies seletivas em frequência (FSS) ao arranjo de antenas. Tal interação tem como propósito obter características de radiação desejadas para os arranjos de antenas, a partir de alterações em seus parâmetros de radiação, tais como largura de banda, ganho e diretividade.

Superfícies seletivas em frequência foram aplicadas a antenas ou arranjo de antenas, visando um aumento de largura de banda em [Kim *et al.* 2008]. Os autores utilizaram a FSS como uma estrutura EBG, que tinha como característica a inserção de bandas de operação/rejeição em uma dada estrutura, conseguindo-se um aumento de largura de banda de uma determinada antena ou arranjo de antenas. O aumento de parâmetros como ganho e diretividade utilizando FSS aplicadas a antenas e arranjos de antenas foram reportados em [Hsing-Yi Chen 2010] e [Che Yongxing 2010]. Pode-se citar ainda o uso de FSS para redução da seção transversal de radar (RCS) [Ranga *et al.* 2011].

Este trabalho apresenta a proposta de melhoria dos principais parâmetros de radiação de arranjos de antenas de microfita (largura de banda, ganho, diretividade, relação frente-costas e redução de ondas de superfície), através do uso de superfícies seletivas em frequência (FSS) acopladas aos arranjos. Para realizar este estudo, foram projetados dois arranjos de microfita: um arranjo convencional e outro com plano de terra truncado. O arranjo com plano de terra truncado tem como objetivo o aumento da largura de banda, bem como a miniaturização dos elementos do arranjo.

1.1 Organização do texto

Este trabalho encontra-se distribuído em 5 capítulos, buscando evidenciar o referencial teórico e bibliográfico para o estudo das estruturas em questão.

No Capítulo 2 é apresentado um estudo a respeito da teoria dos arranjos de antenas, descrevendo suas características, suas principais configurações e os principais problemas encontrados quando se utilizam esses arranjos.

No Capítulo 3 é apresentada uma introdução básica das superfícies seletivas em frequência (FSS), mostrando-se um breve histórico, os tipos e as formas de elementos mais usados, técnicas de medições e aplicações, dentre outros aspectos.

O Capítulo 4 mostra os resultados obtidos das estruturas propostas para este trabalho após a fase de projeto, simulação em software, construção e medição. Parâmetros como coeficiente de reflexão, ondas de superfície, diagrama de ganho e diretividade são investigados.

O Capítulo 5 apresenta as conclusões deste trabalho, fornecendo sugestões para futuros trabalhos.

Capítulo 2

Arranjo de Antenas

2.1 – Introdução

Neste capítulo, são apresentados os fundamentos teóricos básicos a respeito da técnica de arranjos de antenas, bem como suas configurações mais usuais (linear e planar), além dos principais problemas que afetam os arranjos de antenas, assim como as possíveis causas e soluções propostas para resolução desses problemas.

Normalmente, uma antena com um elemento radiante simples apresenta um diagrama de radiação relativamente largo e, portanto, possui um valor baixo de diretividade. Em muitas aplicações é necessário projetar antenas com valores maiores de diretividade, por exemplo, em sistemas de comunicação a longa distância. Isto só pode ser realizado aumentando o tamanho elétrico da antena.

O aumento das dimensões de antenas com elementos simples, conseqüentemente, conduz a características de diretividade maiores. Outra maneira de aumentar as dimensões da antena, sem necessariamente aumentar as dimensões dos elementos individuais, é formando uma associação de elementos radiantes em uma configuração elétrica e geométrica [Balanis 2005]. A antena formada com vários elementos é denominada arranjo. Na maioria dos casos, os elementos de um arranjo são idênticos. Isto não é necessário, mas é geralmente conveniente, mais simples e mais prático. Os elementos de um arranjo podem apresentar qualquer forma (fio, abertura, etc.). O propósito de um arranjo é aumentar a diretividade de um sistema de antenas e concentrar a potência radiada dentro de uma área geograficamente menor [Balanis 2005].

O campo total de um arranjo é determinado pela soma dos vetores dos campos radiados pelos elementos individuais do arranjo. Isto assume que a corrente em cada elemento é a mesma que a de um elemento isolado. Para produzir diagramas de radiação mais diretivos é necessário que os campos dos elementos do arranjo interfiram

construtivamente nas direções desejadas e interfiram destrutivamente no espaço restante. Idealmente isto pode ser executado, mas na prática pode apenas ser aproximado (devido ao acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo).

2.2 – Arranjo linear com 2 elementos

Inicialmente, assume-se que a antena sob análise seja um arranjo de dois dipolos horizontais infinitesimais posicionados ao longo do eixo-z, como ilustra a Figura 2.1. O campo total radiado pelos dois elementos, supondo a ausência de acoplamento mútuo entre eles, é igual à soma dos dois e, no plano y-z, é dado por [Balanis 2005]:

$$E_t = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 - (\beta/2)]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\}, \quad (2.1)$$

em que β é a diferença na excitação de fase entre os elementos. A magnitude da excitação dos elementos radiantes é idêntica. Assume-se que foram feitas as seguintes observações a respeito do campo distante:

$$\theta_1 \cong \theta_2 \cong \theta \quad (2.2a)$$

$$r_1 \cong r - \frac{d}{2} \cos \theta \quad (2.2b)$$

$$r_2 \cong r + \frac{d}{2} \cos \theta \quad (2.2c)$$

$$r_1 \cong r_2 \cong r \quad (2.2d)$$

A Figura 2.2 ilustra as observações feitas. Após estas considerações, a Equação 2.1 é escrita da seguinte forma:

$$E_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \cdot 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.3)$$

Pode-se observar na Equação (2.3) que o campo total do arranjo é igual ao campo de um elemento simples, posicionado na origem, multiplicado por um fator, que é amplamente referido como fator de arranjo [Balanis 2005], [Schelkunoff *et al.* 1943], [Ma *et al.* 1947]. Assim, para um arranjo de dois elementos de amplitude constante, o fator de arranjo é dado por:

$$AF = 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.4)$$

O fator de arranjo é uma função da geometria e da excitação de fase do arranjo. Variando-se a separação d e/ou a fase β entre os elementos, as características do fator de arranjo e do campo total do arranjo podem ser controladas.

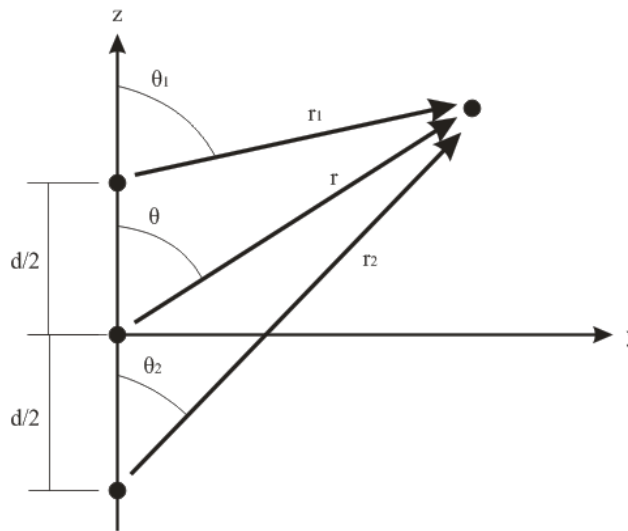


Figura 2.1. Geometria de um arranjo de 2 elementos ao longo do eixo-z.

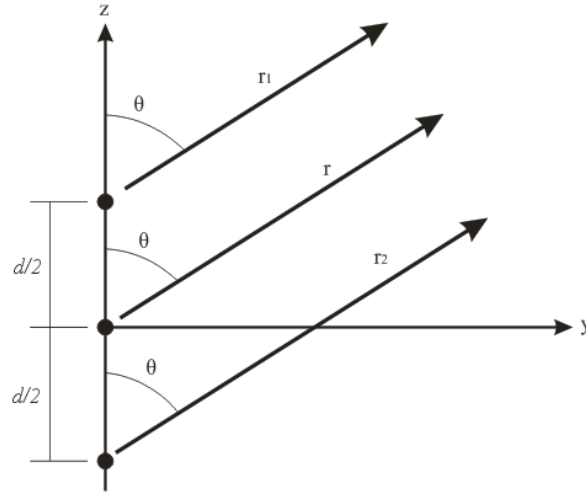


Figura 2.2. Observações do campo distante para o arranjo com 2 elementos ao longo do eixo-z.

Foi ilustrado, na Figura 2.2, que o campo distante de um arranjo de dois elementos uniformes, com elementos idênticos, é igual ao produto entre o campo de um elemento simples, em um determinado ponto de referência (normalmente na origem), e o fator de arranjo do arranjo em questão [Schelkunoff *et al.* 1943], [Ma *et al.* 1947]. Isto é,

$$E(\text{total}) = [E(\text{elemento})] \times [AF] \quad (2.5)$$

Embora só tenha sido visto o caso de um arranjo de dois elementos, com magnitudes idênticas, as observações feitas também são válidas para arranjos com qualquer número de elementos, idênticos, mas que não tenham necessariamente magnitude, fase e/ou espaçamento idênticos entre eles [Balanis 2005], [Ma *et al.* 1947].

Cada arranjo possui seu fator de arranjo. O fator de arranjo, geralmente, é uma função do número de elementos, da forma geométrica, das magnitudes relativas, das fases relativas e dos espaçamentos relativos aos elementos. O fator de arranjo terá uma forma mais simples se os elementos tiverem amplitudes, fases e espaçamentos idênticos.

Para produzir o diagrama de radiação de um arranjo, exige-se que o projetista não apenas leve em conta os elementos radiantes, propriamente ditos, mas a geometria e a excitação deles também.

2.3 – Arranjo linear com N elementos

Agora que a teoria sobre arranjos com 2 elementos foi introduzida e ilustrada, faz-se a generalização para o caso de um arranjo com N elementos. Recorrendo-se à geometria da Figura 2.3, vamos assumir que todos os elementos têm amplitudes idênticas, mas cada elemento sucessivo tem um aumento da fase β , o que conduz a uma diferente excitação de corrente, relativa ao elemento precedente (β representa a fase pela qual a corrente em cada elemento conduz a corrente do elemento precedente) [Balanis 2005], [Schelkunoff *et al.* 1943], [Ma *et al.* 1947].

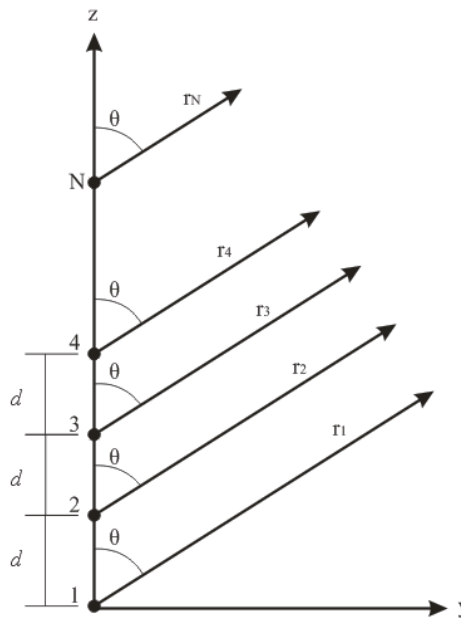


Figura 2.3. Observações do campo distante para um arranjo de N elementos ao longo do eixo-z.

Um arranjo de elementos idênticos com todas as amplitudes idênticas e cada elemento sucessivo com um aumento de fase em relação ao seu precedente é chamado de arranjo uniforme. O fator de arranjo pode ser obtido considerando que os elementos sejam fontes pontuais. Se os elementos não forem fontes isotrópicas, o campo total pode ser formado multiplicando-se o fator de arranjo, das fontes pontuais, pelo campo de um elemento simples. Assim, o fator de arranjo é dado por [Balanis 2005], [Schelkunoff *et al.* 1943]:

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.6)$$

A Equação (2.6) pode ser escrita como:

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)\psi}, \quad (2.7)$$

em que,

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \quad (2.7a)$$

Como o fator de arranjo total para um arranjo uniforme é uma soma de exponenciais, ele pode ser representado pelo vetor soma de N fasores, cada um com amplitude unitária e aumento de fase ψ com relação ao anterior.

2.4 – Arranjo *Broadside*

Em muitas aplicações é desejável que a radiação máxima de um arranjo seja direcionada ao eixo normal ao arranjo (*broadside*; $\theta=90^\circ$). Para aperfeiçoar o projeto, os máximos dos elementos individuais e do fator de arranjo devem ser dirigidos ambos para $\theta=90^\circ$. A Figura 2.4 ilustra o exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação *broadside*. Os requisitos para se conseguir esse aperfeiçoamento, no caso dos elementos do arranjo, podem ser realizados através da escolha criteriosa dos elementos, e para o caso do fator de arranjo, pela separação e excitação dos elementos individuais. Nesta seção, serão desenvolvidos os requisitos que permitem que o fator de arranjo seja direcionado eficientemente na forma *broadside*.

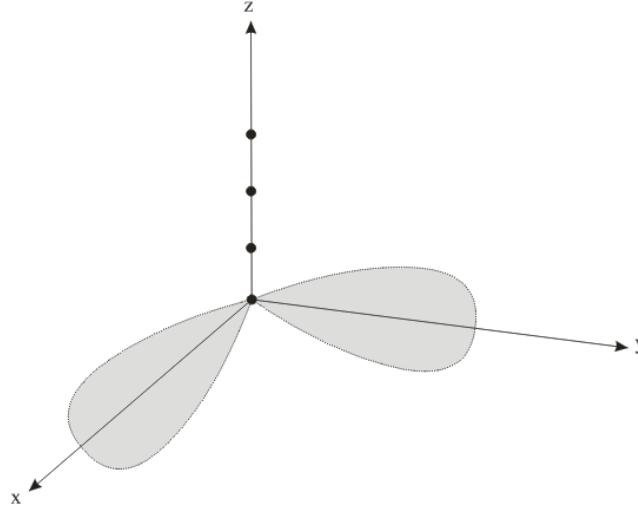


Figura 2.4. Exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação tipo *broadside*.

O máximo do fator de arranjo acontece quando

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = 0 \quad (2.8)$$

Uma vez que se deseja ter o máximo direcionado para $\theta=90^\circ$, então

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \big|_{\theta=90^\circ} = 0 \quad (2.8a)$$

Assim, para ter o máximo do fator de arranjo de um arranjo uniforme linear, dirigido de forma *broadside* (perpendicular) ao eixo do arranjo, é necessário que todos os elementos tenham a mesma excitação de fase (além de terem a mesma excitação de amplitude). A separação entre os elementos pode ser de qualquer valor. Para garantir que não existam valores máximos em outras direções, que são referidos como lóbulos de grade, o espaçamento entre os elementos não deve ser múltiplo de um comprimento de onda ($d \neq n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots, N$), quando $\beta = 0$. Se $d = n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots, N$ e $\beta = 0$, então

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \bigg|_{\substack{d=n\lambda \\ \beta=0 \\ n=1,2,3,\dots}} = 2\pi n \cos \theta \big|_{\theta=0^\circ, 180^\circ} = \pm 2n\pi \quad (2.9)$$

Este valor de ψ faz com que o fator de arranjo atinja seu valor de máximo. Um dos objetivos, em muitos projetos, é o de se evitar a ocorrência de múltiplos máximos, além do máximo principal, que são referidos como lóbulos de grade. Muitas vezes pode ser necessário selecionar um maior espaçamento entre os elementos, mas sem lóbulos de grade. Para evitar qualquer lóbulo de grade, o maior espaçamento entre os elementos precisa ser inferior a um comprimento de onda ($d_{max} < \lambda$).

2.5 – Arranjo *End-fire*

Em vez de ter a radiação máxima do tipo *broadside* ao eixo do arranjo, pode ser desejável dirigir a radiação ao longo do eixo do arranjo (*end-fire*). Além disso, pode ser necessário que se radie apenas para uma única direção ($\theta=0^\circ$ ou 180°). A Figura 2.5 mostra um arranjo com radiação do tipo *end-fire*.

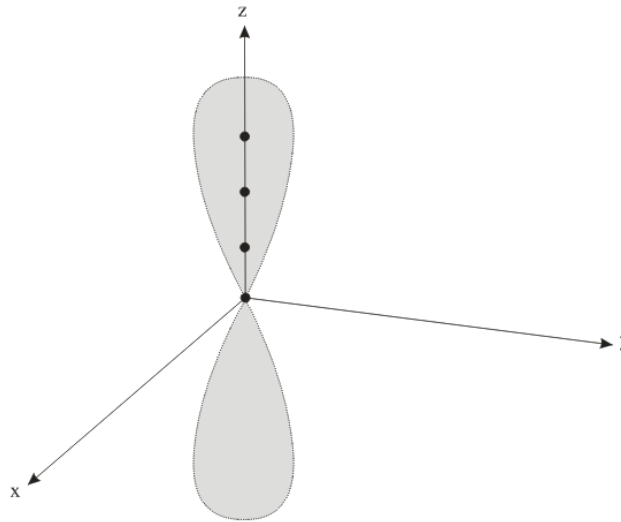


Figura 2.5. Exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação tipo *end-fire*.

Para direcionar o máximo para $\theta=0^\circ$,

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \big|_{\theta=0^\circ} = kd + \beta = 0 \rightarrow \beta = -kd \quad (2.10a)$$

Se o máximo for direcionado para $\theta=180^\circ$, então

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \big|_{\theta=180^\circ} = -kd + \beta = 0 \rightarrow \beta = kd \quad (2.10b)$$

Portanto, a radiação end-fire é realizada quando $\beta = -kd$ (para $\theta=0^\circ$) ou $\beta = kd$ (para $\theta=180^\circ$). Se o espaçamento entre os elementos for $d = \lambda/2$, existe radiação *end-fire* em ambas as direções ($\theta=0^\circ$ e 180°). Se o espaçamento entre os elementos for múltiplo de um comprimento de onda ($d = n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots, N$), então além de se ter radiação *end-fire* em ambas as direções, haverá também máximos na direção *broadside*. Assim, para $d = n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots, N$ existem quatro máximos: dois na direção *broadside* e dois ao longo do eixo do arranjo. Para se obter máximos apenas na direção *end-fire* e evitar lóbulos de grade, o espaçamento máximo entre os elementos deve ser inferior a $d_{max} < \lambda/2$.

2.6 – Problemas que afetam os arranjos de antenas

Através de uma pesquisa realizada com artigos e teses que tratam do assunto de arranjo de antenas, foram identificados os principais problemas que afetam tais arranjos. Além dos problemas, foram identificadas as possíveis causas e prováveis soluções para estes problemas. Dentre os principais problemas, estão:

- Rede de alimentação mal projetada
- Largura de banda estreita
- Tamanho físico excessivo do arranjo
- Acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo
- Ganho e diretividade em pequenos níveis
- Presença de lóbulos laterais

A seguir são detalhados os problemas citados acima, bem como as causas e soluções propostas para esses problemas.

2.6.1 – Rede de alimentação mal projetada

Os meios de excitação dos elementos que compõem o arranjo são um fator essencial, o qual deve ser cuidadosamente considerado para que a distribuição desejada seja realizada.

Os métodos existentes que têm sido empregados para alimentar os arranjos de microfita podem ser categorizados como sendo em série e em paralelo, os quais se referem às geometrias reais ao invés dos circuitos equivalentes [Ramesh 2001]. A alimentação paralela ou associada tem uma única porta de entrada e múltiplas linhas de alimentação em paralelo, constituindo as portas de saída. Cada uma dessas linhas de alimentação é terminada em um elemento irradiante. A configuração básica da alimentação em paralelo é ilustrada na Figura 2.6 [Ramesh 2001].

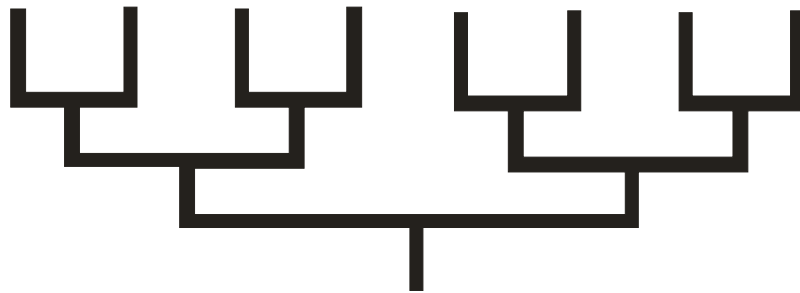


Figura 2.6. Rede de alimentação em paralelo.

Para uma distribuição uniforme, a potência é igualmente dividida em cada junção. Entretanto, diferentes divisões de potência podem ser escolhidas para gerar uma distribuição afunilada ao longo do arranjo. Se as distâncias da porta de entrada até os elementos irradiantes são idênticas, a posição do feixe é independente da frequência e a alimentação é banda larga [Balanis 2005], [Ramesh et al. 2001]. Incorporando defasadores ou extensões na linha de alimentação nos arranjos, a direção do feixe pode ser controlada, como mostrado na Figura 2.7 [Ramesh et al. 2001].

A desvantagem desse tipo de alimentação é que requer linhas de transmissão longas entre os elementos irradiantes e a porta de entrada. Consequentemente, a perda de inserção da rede de alimentação pode ser grande, reduzindo a eficiência total do arranjo.

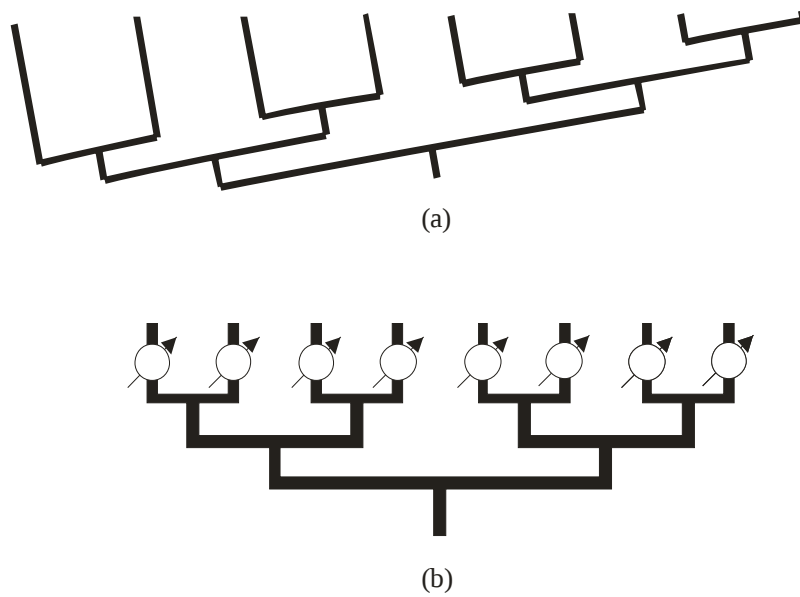


Figura 2.7. Alimentação em paralelo com extensões de linha (a) e com defasadores (b).

Em um projeto, todos os elementos irradiantes são igualmente combinados às linhas de alimentação pelo acoplamento adequado ou utilizando transformadores de um quarto de onda. A simetria da rede de alimentação em paralelo permite o uso de divisores de potência idênticos para prover uma distribuição uniforme. Na prática, as junções T são as mais usadas como divisores. Os transformadores de um quarto de onda são geralmente empregados para obter um casamento de impedância na junção.

O segundo tipo de sistemas de alimentação é a alimentação em série. Consiste geralmente de uma linha de transmissão contínua, a partir do qual pequenas proporções de energia são progressivamente acopladas ao elemento individual do arranjo, que pode estar disposto ao longo da linha por vários meios, incluindo o acoplamento por proximidade, o acoplamento direto, o acoplamento por coaxial, ou o acoplamento de abertura. Arranjos de microfita com alimentação em série são mostrados na Figura 2.8 [Ramesh et al. 2001].

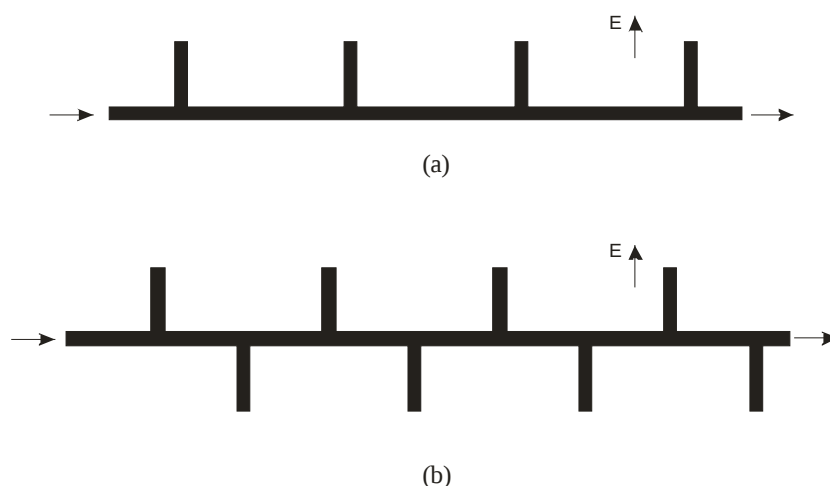


Figura 2.8. Rede de alimentação em série: transposta (a) e não-transposta (b).

No arranjo com rede de alimentação não-transposta, o espaçamento entre os elementos para garantir um feixe com máxima potência irradiada é λg . Para o caso do arranjo com rede de alimentação transposta, existe uma mudança de fase de 180° nos campos radiados entre os elementos adjacentes, devido ao efeito do mecanismo de acoplamento [Ramesh et al. 2001]. Consequentemente, o espaçamento entre os elementos de $\lambda g/2$ irá produzir um feixe com máxima potência irradiada.

Fica claro, a partir da Figura 2.8, que o número de linhas de alimentação é menor quando comparado com a rede de alimentação em paralelo, o que pode se tornar um atrativo quando se quer maximizar a eficiência total do arranjo. As desvantagens deste tipo de alimentação são a largura de banda estreita e o deslocamento de fase inerente com a frequência, devido às mudanças de fase do patch na configuração em série. No entanto, através de um ajuste apropriado nos parâmetros do arranjo, os feixes em direções indesejadas podem ser mantidos a níveis baixos.

A rede de alimentação, em geral, têm certas características indesejáveis que devem ser cuidadosamente monitoradas de forma a minimizar alguns efeitos adversos na performance do arranjo. Essas características incluem as perdas no condutor e no dielétrico, perdas por ondas de superfície, e radiação espúria devido a descontinuidades.

Da pesquisa realizada, foi verificado que se houver uma rede de alimentação mal projetada, o arranjo tem seu desempenho bastante afetado. Dentre os principais problemas causados por uma rede de alimentação imprópria, temos:

- Presença de lóbulos laterais

- Acoplamento mútuo entre os elementos
- Mudanças no diagrama de radiação do arranjo
- Ganho e diretividade alterados

Devido a esses fatores, se faz necessária uma rede de alimentação bem projetada, para que o sinal introduzido na antena percorra, de forma uniforme, para todos os elementos do arranjo. Foi visto que, o comprimento da linha de alimentação, bem como o uso de muitos divisores de potência são os principais fatores para um pior desempenho do arranjo.

2.6.2 – Largura de banda estreita

A largura de banda de uma antena é definida como a faixa de frequências na qual o desempenho da antena atende a um padrão específico. No caso dos arranjos de antenas, a largura de banda estreita é um dos pontos fracos dessas estruturas.

Existem algumas aplicações em que se faz necessária uma maior largura de banda para um determinado arranjo. Para o caso de arranjos lineares simples, se torna muito difícil habilitar este tipo de arranjo para trabalhar em uma largura de banda maior.

Uma das soluções implementadas para aumentar a largura de banda de um arranjo é utilizar configurações diferentes, tipo log-periódica e Yagi-Uda. Esses tipos de arranjo têm como principal vantagem o fato de trabalharem em uma faixa larga de frequências.

Conceitualmente, uma antena log-periódica é uma antena independente de frequência [Rumsey et al. 1957], [DuHamel et al. 1957]. Entretanto, uma estrutura log-periódica não é independente de frequência, mas sim uma estrutura de banda larga, pois seus parâmetros elétricos, como impedância de entrada, diretividade e diagrama de radiação, não são independentes de frequência, mas se repetem periodicamente com o logaritmo da frequência [Rumsey et al. 1957], [DuHamel et al. 1957]. Para o arranjo log-periódico em microfita, a distância característica ou a razão geométrica da estrutura,

representada por τ , é definida pela razão entre as frequências que estão separadas entre si por um período, isto é [Rumsey *et al.* 1957], [DuHamel *et al.* 1957]

$$f_n = \frac{f_{n-1}}{\tau}, \quad (2.11)$$

em que $f_{n-1} < f_n$.

Aplicando-se o logaritmo em ambos lados da Equação 2.11, tem-se o resultado

$$\log f_n = \log f_{n-1} + \log \frac{1}{\tau} \quad (2.12)$$

A Equação 2.12 indica que o desempenho do arranjo log-periódico é periódico em uma escala logarítmica, na qual o comportamento da antena se repete periodicamente, com período τ [Rumsey *et al.* 1957], [DuHamel *et al.* 1957].

Cada elemento da antena é dimensionado em relação ao elemento adjacente por um fator que permanece constante para toda a estrutura. Os elementos podem ter duas ou três dimensões. Se L_n representa alguma dimensão do n -ésimo elemento e L_{n+1} é a dimensão correspondente ao $(n+1)$ -ésimo elemento, então a relação entre elementos adjacentes pode ser escrita como [Rumsey *et al.* 1957], [DuHamel *et al.* 1957]

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} \quad (2.13)$$

O arranjo log-periódico em microfitas se baseia em um arranjo linear de *patches* coplanares, com o tamanho e o espaçamento dos *patches* aumentando de uma maneira log-periódica [Rumsey *et al.* 1957], [DuHamel *et al.* 1957]. Dessa forma, o arranjo log-periódico em microfitas, representado na Figura 2.9, com dimensão de comprimento L_n , largura W_n e espaçamento entre os elementos d_n está relacionado com o fator τ da seguinte forma:

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{W_{n+1}}{W_n} \quad (2.14)$$

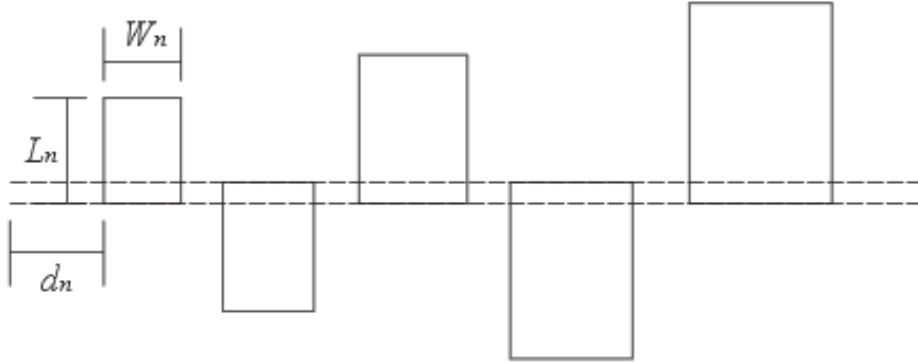


Figura 2.9. Geometria do arranjo log-periódico em microfita.

Se o modelo geométrico do arranjo log-periódico, como definido pela Equação (2.14), fosse mantido para se conseguir uma configuração verdadeiramente log-periódica, uma estrutura infinita resultaria [Rumsey *et al.* 1957], [DuHamel *et al.* 1957]. Contudo, na prática, para ser usada como um radiador de banda larga, a estrutura deve ser truncada nas duas pontas. Isto determina o limite das frequências de operação para uma determinada largura de banda. As frequências de corte da estrutura truncada são determinadas pelos comprimentos elétricos dos elementos de maior e menor dimensão da estrutura. A menor frequência da banda, que é a frequência de corte inferior, corresponde ao elemento de maior comprimento, que mede aproximadamente meio comprimento de onda nessa frequência. Por outro lado, o menor elemento, que também mede meio comprimento de onda, para a maior frequência da banda, determina a frequência de corte superior.

Uma outra forma de se obter uma resposta em banda larga de um arranjo é utilizando a configuração Yagi-Uda. Este tipo de antena foi primeiramente descrita e analisada num trabalho de S. Uda, em 1926 [Yagi *et al.* 1926]. Porém, essas antenas só se tornaram conhecidas depois da publicação de um artigo de H. Yagi [Yagi 1928].

Na sua forma mais comum, a antena Yagi-Uda é composta por um arranjo linear de dipolos paralelos, sendo que apenas um deles é alimentado por uma linha de transmissão através do elemento irradiante (driven), casado na frequência central de operação da antena, enquanto que os demais elementos se comportam como parasitas, cujas correntes são induzidas por acoplamento mútuo [Yagi *et al.* 1926], [Yagi 1928].

Todos os seus elementos estão dispostos paralelamente num suporte que pode ser metálico ou dielétrico, espaçados entre si a uma determinada distância. É aceito como regra geral que os comprimentos de cada elemento sejam diferentes e diminuam de um lado para outro, sendo o maior denominado refletor, o elemento seguinte é ativo (comprimento aproximadamente igual a $\lambda/2$) e identificado como elemento irradiante (*driven*) e os elementos restantes de diretores. A Figura 2.10 ilustra um esquemático da estrutura da antena Yagi-Uda [Yagi *et al.* 1926], [Yagi 1928].

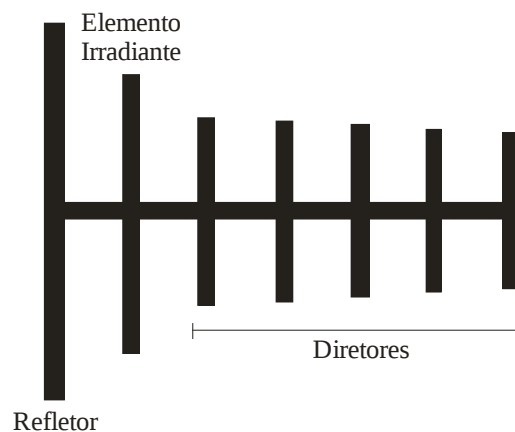


Figura 2.10. Esquemático da antena Yagi-Uda.

As antenas *quasi-Yagi* têm algumas novidades em relação à antena Yagi-Uda [Cabral-Costa 2006]. Além de apresentar as vantagens pertinentes às antenas de microfita, ela apresenta inúmeras vantagens sobre as tradicionais. Assim como a antena Yagi-Uda tradicional, a antena *quasi-Yagi* consiste de um elemento irradiante (*driven*), que neste caso é alimentado via *stripline coplanar* (CPS) [Cabral-Costa 2006]. O elemento diretor serve para direcionar os campos eletromagnéticos na direção axial (*end-fire*), atuando também como elemento parasita de casamento de impedância. Além disso, de modo diferente da Yagi-Uda tradicional, a *quasi-Yagi* utiliza-se de um plano de terra truncado. Esse plano de terra atua como um elemento refletor, eliminando a necessidade de um dipolo refletor separado, como mostra a Figura 2.11 [Cabral-Costa 2006].

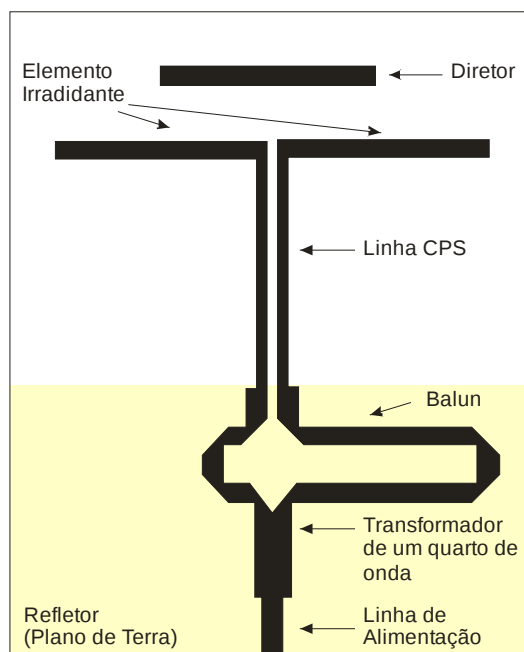


Figura 2.11. Antena *quasi-Yagi*.

Por atender os requisitos de pequenas dimensões, ganhos razoáveis e faixa larga, além de oferecer a possibilidade de operação multibanda, a antena *quasi-Yagi* torna-se bastante atrativa para a aplicação em arranjos. Um simples elemento *quasi-Yagi* operando sozinho no espaço livre, apresenta banda larga, alta eficiência, moderado ganho, entre outras características.

2.6.3 – Tamanho físico do arranjo

Outro ponto baixo a respeito dos arranjos de antenas é o seu tamanho físico. Para algumas aplicações, é extremamente inviável a implementação de um arranjo de antenas, justamente devido ao espaço ocupado por ele. Da pesquisa realizada, uma das soluções mais aplicadas quando se quer reduzir o tamanho físico de um arranjo é a utilização de elementos fractais nos elementos do arranjo [Gianvittorio et al. 2000].

Os fractais são formas geométricas abstratas de uma forma diferente, com padrões complexos que se repetem infinitamente, mesmo limitados a uma área infinita [Mandelbrot 1991]. Representam funções reais ou complexas. Ele é gerado a partir de

uma fórmula matemática, muitas vezes simples, mas que aplicada de forma iterativa, produz resultados fascinantes e impressionantes. A Figura 2.12 ilustra alguns tipos de geometrias fractais.

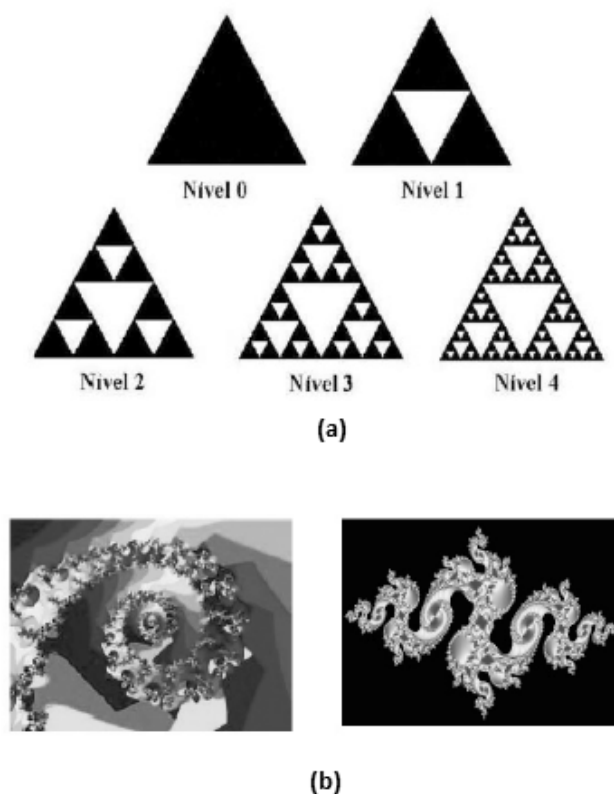


Figura 2.12. Tipos de fractais: (a) geométrico e (b) aleatório.

A principal característica de um fractal é a auto-similaridade ou auto-semelhança, com as quais se pode obter réplicas menores da figura através de sua divisão [Mandelbrot 1991]. A aplicação de contornos fractais às estruturas de antenas convencionais otimiza a forma da antena em relação ao seu comprimento elétrico, que resulta numa redução do seu tamanho total [Mandelbrot 1991]. Por apresentarem propriedades como dimensão fractal e auto-similaridade, as geometrias fractais aplicadas a elementos de antenas proporcionam características interessantes, tais como: banda larga, multibanda, redução do tamanho da antena, etc.

Outra maneira de se diminuir o tamanho físico de um arranjo é com relação à rede de alimentação desse arranjo. Uma rede de alimentação bem projetada reduz o comprimento das linhas de alimentação dos elementos, bem como o número de curvas e outras discontinuidades que são encontradas. Assim, com uma rede de alimentação otimizada, pode-se garantir uma redução no tamanho físico do arranjo.

2.6.4 – Ganho e diretividade em pequenos níveis

Uma medida útil para descrever o desempenho de uma antena é o ganho. Embora o ganho de uma antena seja aproximadamente relacionado à diretividade, este é uma medida que leva em consideração tanto a eficiência como as propriedades direcionais da antena [Balanis 2005]. No caso dos arranjos de antenas, o ganho é um parâmetro que é altamente desejável para a grande maioria das aplicações que implementam arranjos. Conforme foi pesquisado, existem algumas maneiras de se garantir ganhos maiores para o caso de arranjo de antenas.

Uma delas, senão a mais utilizada, é a aplicação de estruturas EBG ao redor de um arranjo [Fan & Yahya 2009]. A EBG é projetada de modo que as ondas de superfície abranjam a frequência de ressonância do arranjo. Como resultado, as ondas de superfície excitadas pela antena são inibidas de propagação pela estrutura EBG. A Figura 2.13 ilustra essa configuração citada nas linhas acima [Fan & Yahya 2009].

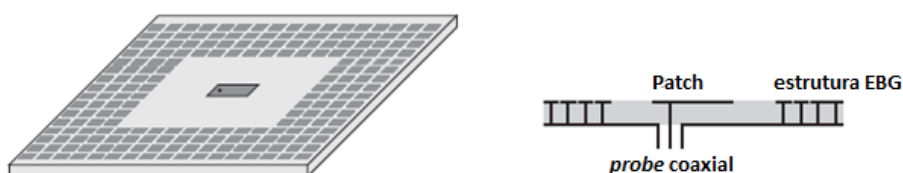


Figura 2.13. Antena patch cercada por uma estrutura EBG.

Para o caso da figura acima, foram utilizadas quatro linhas de células EBG para suprimir de forma eficaz as ondas de superfície. Vale a pena salientar que o fato da célula EBG ser muito compacta se dá devido à elevada constante dielétrica empregada, bem como um substrato com espessura elevada.

Uma outra configuração para o aumento do ganho de um arranjo pode ser através de uma antena projetada em um substrato tipo degrau, conforme mostra a Figura 2.14 [Fan & Yahya 2009].

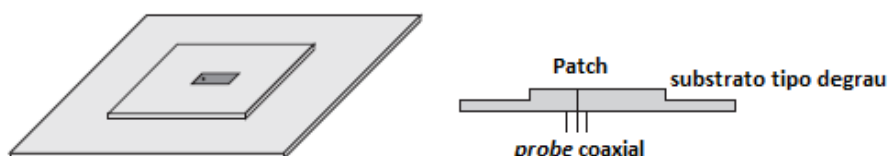


Figura 2.14. Antena patch sobre um substrato tipo degrau.

A ideia é usar um substrato de espessura maior sobre o patch, o qual ajuda a manter o tamanho compacto, e um substrato de espessura mais fina ao redor do patch, o que poderia reduzir as ondas de superfície [Fan & Yahya 2009]. A geometria desse substrato é parecida com um degrau de uma escada. A distância entre o patch e o degrau precisa ser cuidadosamente escolhida. Se a distância é muito pequena, a característica de ressonância do patch irá mudar e a largura de banda irá diminuir. Se a distância for muito grande, as ondas de superfície não poderão ser reduzidas eficazmente [Fan & Yahya 2009].

Outra forma de garantir níveis maiores de ganho para um arranjo de antenas é a utilização de superfícies seletivas em frequência como superstrato [Ning *et al.* 2006], [Mittra *et al.* 2001]. Nessa configuração, as FSS operam como filtros passa-faixa na frequência de operação do arranjo de antenas, fazendo com que a irradiação das ondas eletromagnéticas vindas do arranjo sejam mais eficazmente direcionadas para a direção desejada. Consequentemente, ao aumentar a diretividade e a eficiência de radiação de um arranjo, garante-se um maior ganho.

Para esse tipo de configuração, se faz necessário que a distância entre o substrato, onde reside o arranjo, e o superstrato, onde reside a FSS, seja de, aproximadamente, um comprimento de onda [Ning *et al.* 2006], [Mittra *et al.* 2001]. Quando se aproxima muito a FSS do arranjo, existe um forte acoplamento entre os elementos da FSS e do arranjo, o que pode ocasionar uma mudança no diagrama de radiação e, por conseguinte, mudanças nos níveis de diretividade e ganho [Ning *et al.* 2006], [Mittra *et al.* 2001]. A Figura 2.15 ilustra essa configuração acima citada.

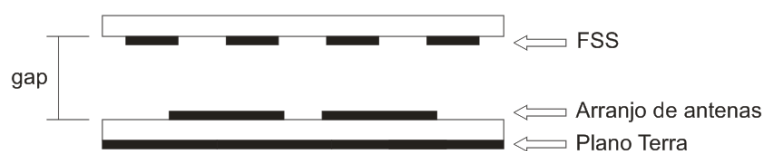


Figura 2.15. Arranjo de antenas com uma FSS como superstrato.

2.6.5 – Acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo

Os elementos de um arranjo interagem uns com os outros, alterando a corrente e, conseqüentemente, a impedância dos seus terminais, quando comparados à situação em que estão isolados [Balanis 2005], [Oliveira-Machado 2010]. Esta interação é chamada de acoplamento mútuo. Ela altera a amplitude, a fase e a distribuição de corrente de cada elemento. Com isso, o diagrama do arranjo como um todo torna-se diferente nos casos com e sem acoplamento. Além disso, os efeitos causados dependem da frequência e da direção do lóbulo principal do diagrama de radiação. A variação da frequência causa a variação do comprimento elétrico das antenas e do espaçamento em função do comprimento de onda entre as mesmas. A variação da direção do lóbulo principal do diagrama de radiação gera um acoplamento mais ou menos intenso, dependendo da intensidade do sinal recebido por tal direção, no caso de um conjunto receptor, ou da intensidade dos sinais nas antenas para gerar o sinal transmitido.

A Figura 2.16 ilustra como ocorre o acoplamento mútuo entre as antenas de um arranjo no modo transmissor [Oliveira-Machado 2010].

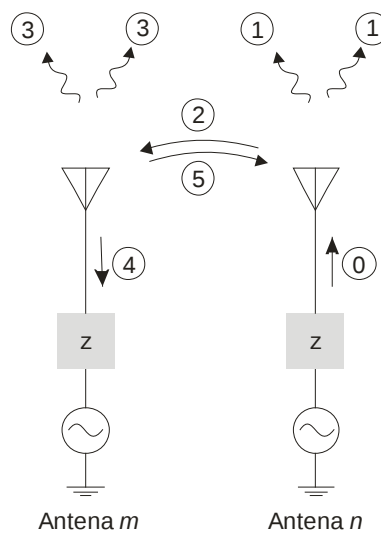


Figura 2.16. Visualização dos sinais irradiados e acoplados no modo transmissor.

Quando um gerador é conectado aos terminais de uma das antenas, a energia que se propaga para a antena (sinal 0) irradia para o espaço (sinal 1) e parte dela atinge a antena vizinha (sinal 2). Parte da energia do sinal 2 é espalhada para o espaço (sinal 3) e o restante é propagada para o gerador conectado aos terminais (sinal 4) [Oliveira-

Machado 2010]. Uma parte do sinal 3 pode atingir a antenna vizinha (sinal 5) e este processo pode se repetir várias vezes, de modo que torna-se difícil quantificar exatamente este efeito. Se ambas as antenas forem excitadas simultaneamente, os campos irradiados e espalhados por cada uma das antenas devem ser adicionados vetorialmente para que o campo total seja conhecido em um determinado ponto de observação.

Com isso, conclui-se que a contribuição total do diagrama de campo distante de um elemento particular do conjunto não depende apenas da excitação fornecida pelo seu próprio gerador, mas também da excitação parasita total, que depende, por sua vez, dos acoplamentos entre os elementos e das excitações dos outros geradores [Oliveira-Machado 2010].

O sinal irradiado por uma antenna que atinge o gerador da antenna vizinha (sinal 4) soma-se vetorialmente aos sinais incidente e refletido oriundos do gerador conectado à mesma. Com isso, o acoplamento mútuo entre as antenas produz uma alteração nas impedâncias de entrada de todos os elementos do arranjo, o que provoca um descasamento nas mesmas e uma perda de eficiência do arranjo.

Quando se trata de um arranjo no modo receptor, a análise é realizada a partir da Figura 2.17 [Oliveira-Machado 2010].

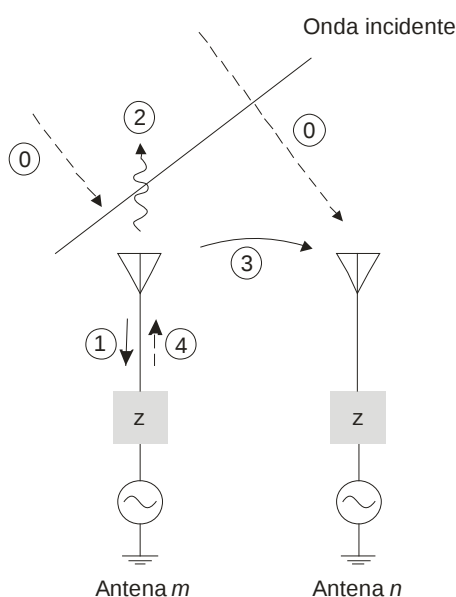


Figura 2.17. Visualização dos sinais irradiados e acoplados no modo receptor.

Neste caso, assume-se que uma onda plana (sinal 0) incide no arranjo receptor, inicialmente pela antena m , gerando uma corrente sobre a mesma. Parte do sinal incidente é espalhado pela antena m (sinal 2) e outra parte incide na antena n (sinal 3), onde é adicionada vetorialmente ao sinal 0. Uma outra parte do sinal incidente é recebido pela antena m e propaga-se para o gerador conectado à mesma (sinal 1). Com isso, novamente a energia recebida por cada elemento do arranjo deve ser tratada como a soma vetorial entre os sinais diretos e os sinais acoplados das antenas vizinhas. A quantidade de energia absorvida e reirradiada pelos elementos do arranjo depende do casamento das antenas com as suas impedâncias de terminação.

O efeito do acoplamento mútuo pode ser bastante prejudicial em determinadas aplicações. Alguns autores afirmam que o efeito do acoplamento mútuo é bastante drástico quando o espaçamento entre os elementos de um arranjo de antenas reduz para menos de meio comprimento de onda. Eles mostram que, para um forte acoplamento mútuo entre as antenas do arranjo, a relação sinal/(ruído + interferência) cai significativamente [Oliveira-Machado 2010].

Existem três mecanismos responsáveis pelo acoplamento mútuo. São eles: o acoplamento direto entre os elementos do arranjo, o acoplamento indireto que pode ocorrer devido ao espalhamento em objetos próximos e o acoplamento pelo circuito que interconecta os elementos do arranjo [Oliveira-Machado 2010].

No geral, o acoplamento mútuo é primeiramente atribuído aos campos que existem ao longo da interface ar-dielétrico [Balanis 2005]. Dentre esses campos, podemos encontrar as ondas de superfície. Elas existem e se propagam dentro do dielétrico, e estão intrinsecamente ligadas à espessura e à constante dielétrica do substrato.

Quando uma onda eletromagnética é injetada em uma antena de microfitas, parte dessa onda passa do meio ϵ_r (substrato) para o meio ϵ_0 (ar). Essa onda é o que chamamos de onda transmitida. Outra parcela da onda fica retida na interface entre os dois meios (ϵ_r e ϵ_0). Essa onda é o que chamamos de ondas de superfície. A Figura 2.18 abaixo ilustra essa situação.

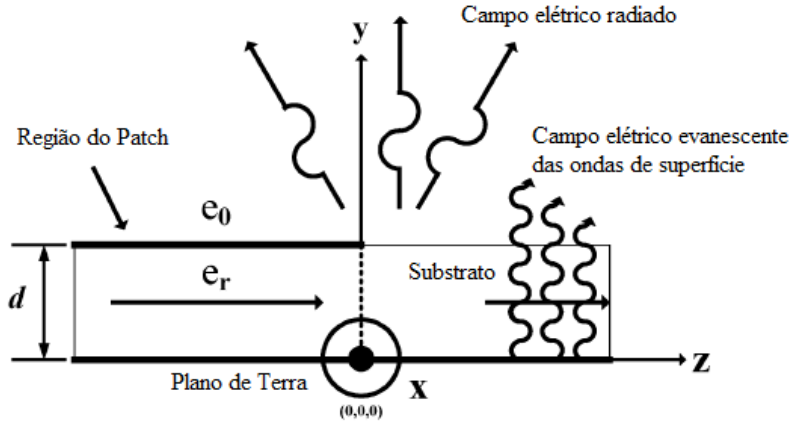


Figura 2.18. Ondas de superfície atuando sobre um substrato.

A intensidade do campo das ondas de superfície decai rapidamente ao longo da direção y, devido à evanescência natural das ondas de superfície. As ondas de superfície estão intrinsecamente ligadas aos valores de permissividade elétrica (ϵ_r) e da altura (d) do substrato. Quanto maior os valores desses dois parâmetros, maior a incidência das ondas de superfície.

Partindo para uma análise do quanto às ondas de superfície podem afetar as características de radiação de uma antena de microfita, temos que a eficiência de radiação de uma antena é definida por:

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{sw}} \quad (2.15)$$

em que P_{rad} e P_{sw} são, respectivamente, a potência radiada para o espaço livre e a potência acoplada nas ondas de superfície.

Além de afetar a eficiência de radiação, as ondas de superfície podem influenciar negativamente em outros parâmetros de radiação de uma antena de microfita. Um dos parâmetros afetados é o diagrama de radiação, pois as ondas de superfície sofrem difrações nos limites laterais do substrato e, com isso, afeta a forma do diagrama de radiação. Outro parâmetro afetado é o ganho. De acordo com [Balanis 2005], a diretividade é dada por:

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.16)$$

em que U é a intensidade de radiação e $Prad$ é a potência total radiada. Sabe-se que o ganho pode ser dado da seguinte forma

$$G = \eta D \quad (2.17)$$

A partir da equação acima, podemos verificar que as ondas de superfície têm influência direta no parâmetro ganho de uma antena de microfita.

Com relação ao problema do ganho e da diretividade, uma solução plausível é a utilização de superfícies seletivas em frequência aplicadas aos arranjos. Como se sabe, as ondas de superfície, para substratos de tamanho finito, têm sua potência difratada nos limites laterais do substrato. Ao utilizarmos as FSS como elementos diretivos, podemos concentrar a onda radiada no espaço livre com uma maior intensidade. Dessa forma, as ondas de superfície terão menos potência para difratar nas bordas laterais dos substratos.

A literatura científica cita que existem algumas formas de reduzir bastante as ondas de superfície e, conseqüentemente, o acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo. Uma das formas seria a utilização de substratos mais finos e com permissividade mais baixa, o que reduz bastante as ondas de superfície. Outra alternativa seria a aplicação da geometria fractal aos elementos do arranjo, reduzindo a dimensão dos mesmos e, conseqüentemente, reduzindo o acoplamento mútuo entre eles.

Uma solução bastante aplicada é a utilização de estruturas EBG para isolar os elementos do arranjo [Fan & Yahya 2009]. Uma vez que estruturas EBG já demonstraram sua capacidade em suprimir as ondas de superfície, estas podem ser inseridas entre os elementos de um arranjo para reduzir o acoplamento mútuo, como mostra a Figura 2.19 [Fan & Yahya 2009]. Note que foram usadas quatro fileiras de células EBG para obter um resultado satisfatório.

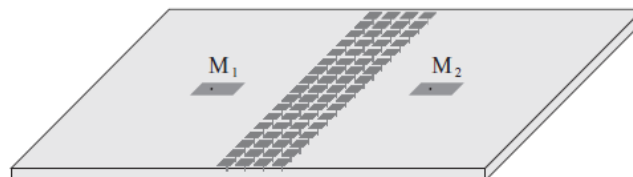


Figura 2.19. Arranjo de antena de microfita separado por uma estrutura EBG.

Para demonstrar a eficácia da utilização de estruturas EBG em arranjos, a Figura 2.20 irá mostrar o resultado do acoplamento mútuo (S_{21}) de um arranjo com e sem EBG [Fan & Yahya 2009].

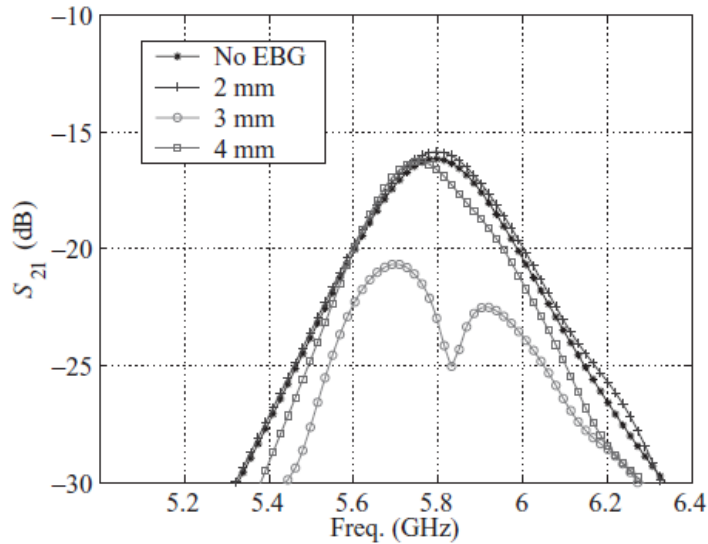


Figura 2.20. Acoplamento mútuo.

A frequência de ressonância, para este exemplo, é de 5.8 GHz. Pode-se observar que, sem a estrutura EBG, o arranjo apresenta um forte acoplamento entre os elementos de -16,15 dB. Quando se utiliza uma EBG com 2 mm (tamanho do patch da EBG), o band gap é maior que a frequência de ressonância (5.8 GHz). Dessa forma, o acoplamento mútuo não é reduzido, e fica em torno de -15,85 dB. Para o caso da EBG com 3 mm, a frequência de ressonância do arranjo cai dentro do band gap da EBG, fazendo com que haja supressão das ondas de superfície. Como resultado, o acoplamento mútuo é reduzido bastante (- 25,03 dB).

Vale a pena salientar que a largura de banda da estrutura EBG é maior que a largura de banda da antena, de modo que possa cobrir toda a banda operacional da antena.

2.6.6 – Presença de lóbulos laterais

Um lóbulo lateral é “um lóbulo de radiação em qualquer direção que não seja a do lóbulo desejado” [Balanis 2005]. Em geral, lóbulos secundários representam radiação em direções indesejáveis, e devem ser minimizados. Níveis de lóbulos laterais de -20 dB ou menores são frequentemente indesejados na maioria das aplicações. Conseguir um nível de lóbulo lateral menor que -30 dB exige, em geral, um projeto e construção muito cuidadosos do arranjo [Balanis 2005].

Uma das formas mais utilizadas para suprimir os lóbulos laterais é realizando um bom projeto da rede de alimentação. Através desse projeto, pode-se garantir uma distribuição uniforme para os elementos do arranjo, de forma que os lóbulos laterais sejam suprimidos. Uma otimização feita para a rede de alimentação pode ser através do uso de algoritmos bioinspirados, como por exemplo o algoritmo PSO. A utilização de alimentação por cabo coaxial também ajuda na supressão dos lóbulos laterais.

A redução do acoplamento mútuo é um fator bastante importante no que diz respeito à supressão dos lóbulos laterais. Portanto, as técnicas utilizadas na diminuição do acoplamento mútuo também ajudam a reduzir os níveis dos lóbulos laterais. Por exemplo, ao utilizar as estruturas EBG nos arranjos, faz-se com que se suprimam as ondas de superfície. Dessa forma, ajuda tanto na supressão dos lóbulos laterais quanto na diminuição do acoplamento mútuo.

No geral, todos os fatores que fazem com que haja uma mudança no diagrama de radiação têm uma forte influência na formação dos lóbulos laterais. Portanto, para reduzir esses lóbulos se faz necessário um projeto bem elaborado do arranjo, principalmente no que diz respeito ao projeto da rede de alimentação.

Capítulo 3

Superfícies Seletivas em Frequência

3.1 – Introdução

O físico americano David Rittenhouse descobriu, no século 18, que algumas cores do espectro de luz eram suprimidas quando a lâmpada de um poste era observada através de um lenço de seda [Mittra *et al.* 1988]. Esta propriedade de filtragem de frequência, apresentada pelo lenço de seda, provêm do fato de que superfícies podem exibir diferentes propriedades de transmissão para diferentes frequências de onda incidente. Consequentemente, tais superfícies são denominadas superfícies seletivas em frequência (FSS).

As superfícies seletivas em frequência são arranjos periódicos tipicamente bidimensionais, que atuam como filtros espaciais. Desta forma, dependendo do tipo de elemento do arranjo, *patch* ou abertura, elas podem apresentar características de filtros rejeita-faixa ou passa-faixa, respectivamente. Os elementos podem ser impressos sobre uma ou mais camadas dielétricas, dependendo da resposta em frequência desejada. As propriedades de filtragem de frequência variam de acordo com o tipo de elemento, as dimensões da estrutura e a periodicidade (distância) entre as células unitárias (que delimitam a localização de cada elemento). Um exemplo de uma estrutura planar periódica bidimensional é mostrado na Figura 3.1.

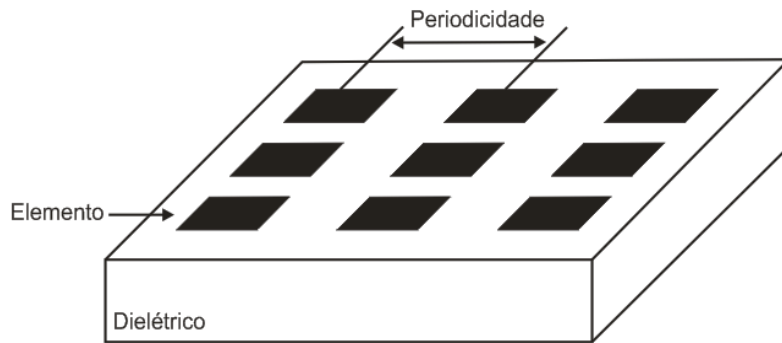


Figura 3.1. Estrutura planar periódica bidimensional.

Os elementos periódicos em uma FSS podem ser organizados em um arranjo retangular ou um arranjo triangular, assim como mostra a Figura 3.2.

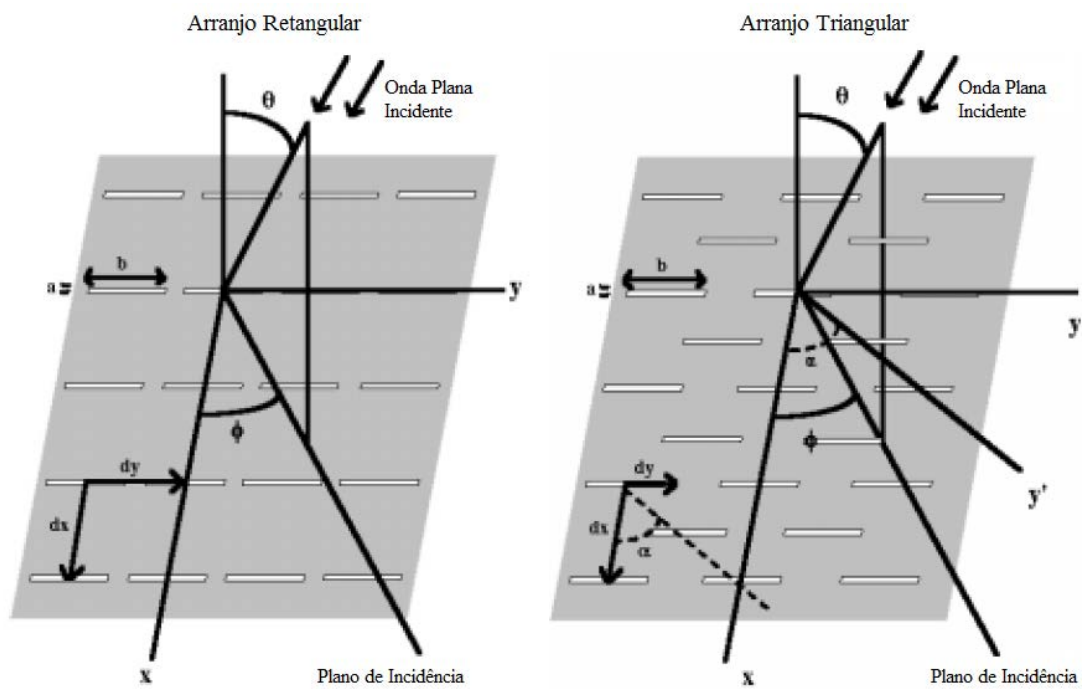


Figura 3.2. Organização dos elementos em uma FSS.

Note que a periodicidade no arranjo triangular existe ao longo do eixo x , e do eixo oblíquo y' . Se o ângulo oblíquo $\alpha = 90^\circ$, então o arranjo triangular se torna um arranjo retangular.

Para entender o conceito da filtragem espacial considere uma onda incidente atingindo uma superfície metálica, como mostrado na Figura 3.3 [Hooberman 2005].

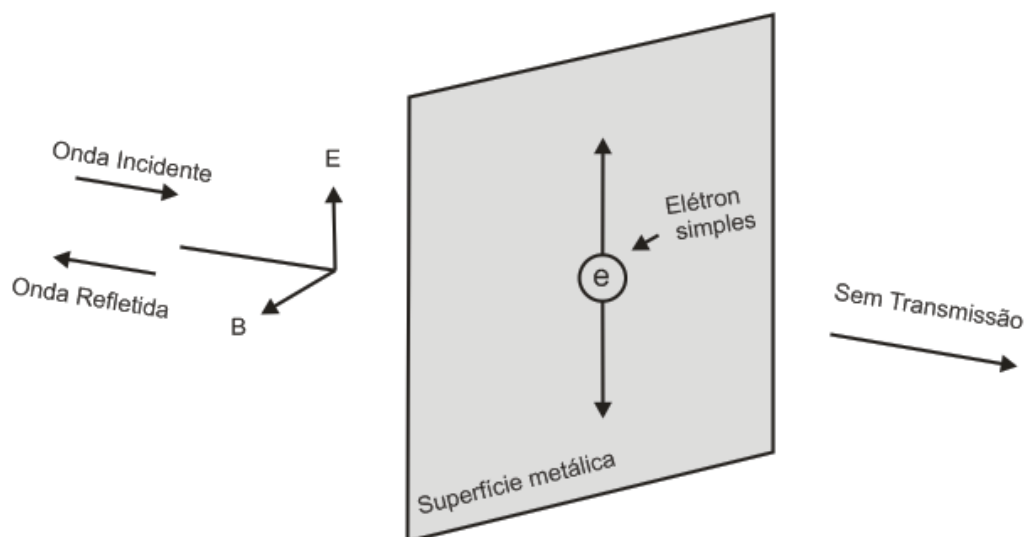


Figura 3.3. Elétron oscilando devido à força exercida pela onda incidente.

Imagine um elétron simples na superfície metálica, com um vetor direção perpendicular ao plano. O vetor E da onda incidente é paralelo à superfície metálica. Portanto, quando a onda incidente atinge a superfície metálica, esta exercer uma força sobre o elétron, causando uma aceleração na direção do vetor E . Com a finalidade de manter o elétron num estado contínuo oscilante, uma porção de energia deve, portanto, ser convertida em energia cinética para o elétron. Isto irá resultar que a absorção da maior parte da energia incidente pelo elétron será refletida. A transmissão através do filtro será zero se toda a energia da onda incidente for convertida em energia cinética para o elétron. Vamos imaginar agora o vetor direção do elétron sendo perpendicular ao vetor E da onda incidente, assim como mostra a Figura 3.4.

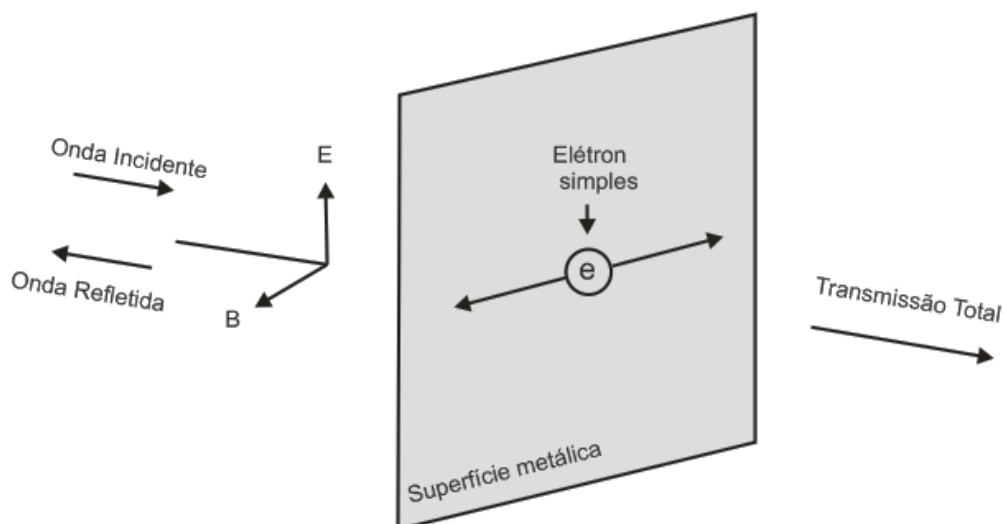


Figura 3.4. Elétrons obrigados a se mover, incapacitando-os de absorver energia, resultando em alta transmitância.

Neste caso, apesar da força exercida pelo vetor E , o elétron é obrigado a mover-se ao longo do vetor direção. Consequentemente, o elétron é incapacitado de absorver a energia cinética da onda incidente. Dessa forma, a onda não é absorvida e uma alta transmitância ocorre.

3.2 – Circuito Equivalente de uma FSS

A resposta de uma FSS, para uma determinada forma geométrica, pode ser relacionada com o seu circuito equivalente [Reed 1997]. Na literatura, duas geometrias genéricas são tipicamente examinadas. A primeira geometria, normalmente designada FSS indutiva, opera de forma semelhante a um filtro passa-alta. O segundo caso, ou FSS capacitiva, é similar a um filtro passa-baixa. Se os elementos periódicos de uma FSS possuem características de ressonância, a FSS indutiva exibirá transmissão total nos comprimentos de onda próximos ao comprimento de onda na frequência de ressonância, ao passo que a FSS capacitiva exibirá reflexão total [Reed 1997].

FSS capacitiva e indutiva têm seus nomes derivados da teoria de circuitos. A Figura 3.5 mostra esses dois tipos de FSS, projetadas a partir de patches periódicos retangulares e aberturas, respectivamente.

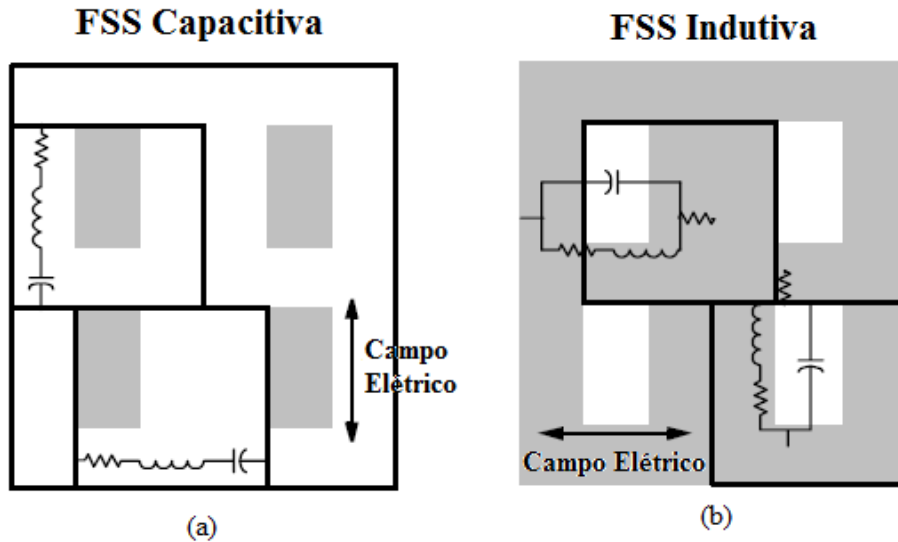


Figura 3.5. (a) FSS capacitiva e (b) FSS indutiva.

Os *patches* metálicos retangulares, da FSS capacitiva, atuam de forma similar a um circuito capacitivo. De forma idêntica, as aberturas retangulares, na FSS indutiva, comportam-se como um circuito indutivo. Uma discussão sobre técnicas de teoria de circuitos relacionadas a superfícies seletivas em frequência pode ser encontrado em [Miller 1994]. A Figura 3.6 mostra a resposta em frequência das FSS capacitiva e indutiva, respectivamente.

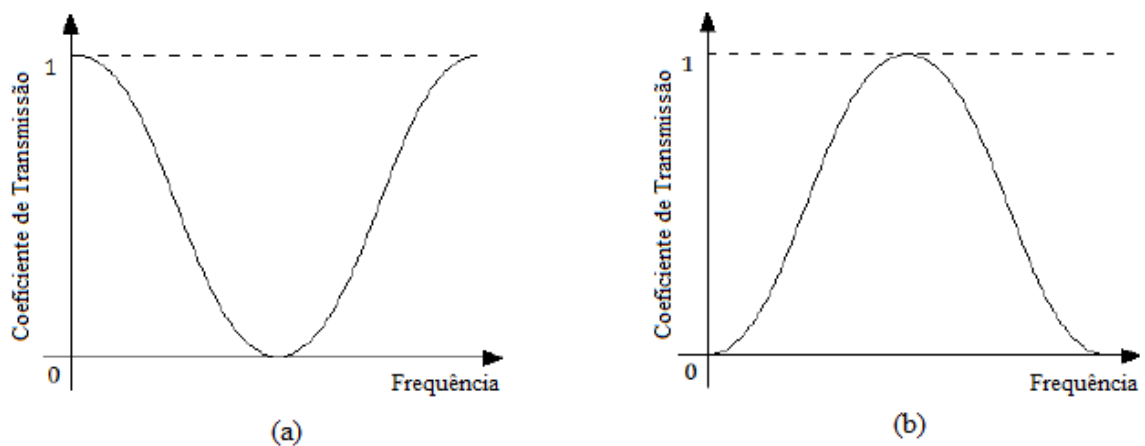


Figura 3.6. Coeficiente de transmissão: (a) FSS capacitiva e (b) FSS indutiva.

Supondo-se que os *patches* e as aberturas retangulares da Figura 3.5 têm dimensões e periodicidade idênticas, os dois filtros são complementos um do outro. Se a

estrutura metálica dos filtros é designada como um condutor perfeito, então a aplicação do princípio de Babinet assume que o perfil de reflexão da FSS capacitiva será idêntico ao do perfil de transmissão da FSS indutiva.

3.3 – FSS Passiva e Ativa

Uma FSS pode ser classificada em dois diferentes tipos, de acordo com a capacidade de reconfiguração dinâmica das características de filtragem espacial. Os dois principais tipos são [Kiani 2009]:

- FSS Passiva
- FSS Ativa

A FSS passiva é aquela em que as estruturas periódicas são fabricadas sobre um substrato dielétrico para uma determinada frequência a ser transmitida ou refletida [Kiani 2009]. Uma vez que esta superfície é fabricada, as suas propriedades não podem ser alteradas. O ponto importante aqui é que esse tipo de FSS tem que ser suficientemente grande para ser colado sobre uma grande seção transversal de uma parede, ou uma janela, para bloquear ou passar o sinal desejado. A vantagem destas FSS é que elas são de fácil concepção e fabricação, mas apresentam como desvantagem o fato de não serem reconfiguráveis [Kiani 2009].

Por outro lado, uma FSS ativa é composta de estruturas periódicas que incorporam dispositivos ativos, tais como diodos PIN ou diodos varactor, no modelo da FSS [Kiani 2009]. Ao ajustar esses dispositivos ativos, por um estímulo externo (fonte de alimentação DC), a FSS se torna reconfigurável. As desvantagens de tais superfícies incluem o custo de fabricação, o consumo de energia e a necessidade de uma fonte de alimentação DC.

3.4 – Grupos de elementos das FSS

Há na literatura, diversas pesquisas com as mais variadas formas de elementos. Característica multibanda, estabilidade angular, a independência de polarização, a largura de banda e os tamanhos reduzidos da FSS são algumas características que podem ser obtidas pela combinação de elementos utilizados nas FSS. Conforme mostra a Figura 3.7, os elementos utilizados em FSS podem ser divididos em quatro grupos básicos, que são [Munk 2000]:

- Grupo 1: N-pólos ou conectados ao centro, tais como dipolos, tripolos, espirais quadradas e cruz de Jerusalem.
- Grupo 2: Tipo *loop*, tais como circular, quadrado e *loops* hexagonais.
- Grupo 3: Interior sólido, ou *patches*, de várias formas.
- Grupo 4: Combinações dos tipos relacionados acima.

Além desses grupos, podemos citar os elementos fractais e os elementos convolucionais. A utilização de elementos fractais tem como objetivo a inserção de novas bandas de operação para a FSS, bem como a redução das dimensões da estrutura. Por sua vez, os elementos convolucionais são utilizados quando se quer trabalhar com frequências muito baixas, para que o elemento não fique com dimensões tão grandes. Estes elementos das FSS e suas combinações têm sido usados pelos pesquisadores para diferentes aplicações. Um resumo de cada grupo é descrito a seguir.

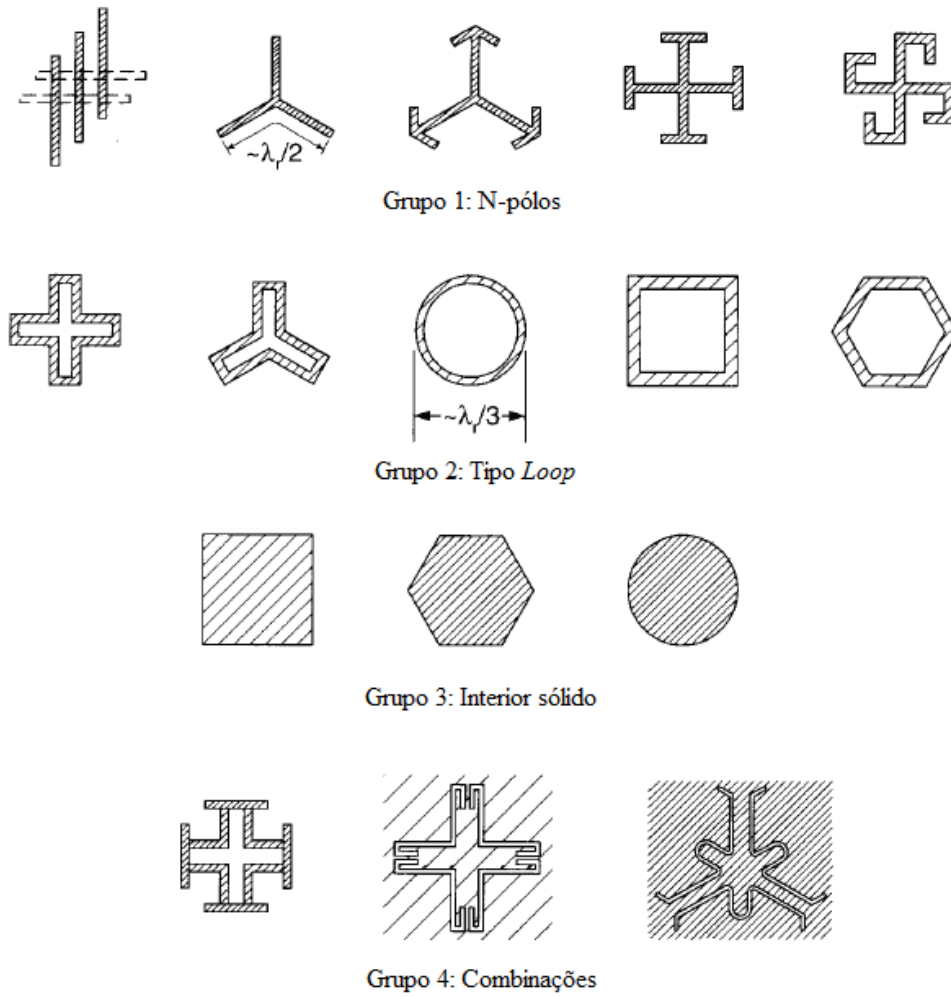


Fig. 3.7. Formas dos elementos das FSS.

3.4.1 Grupo 1: N-pólos

Dipolos cruzados [Parker *et al.* 2001], [Kiani *et al.* 2006], tripolos [Au *et al.* 1990], [Vardaxoglou *et al.* 1983] e cruz de Jerusalém [Cahill *et al.* 1982], [Merewether *et al.* 1986], [Parker *et al.* 1983], são os mais populares membros desse grupo. Estes elementos podem ser combinados com outros tipos de elementos para produzir novas configurações de FSS [Mittra *et al.* 1988], [Vardaxoglou *et al.* 1993].

3.4.2 Grupo 2: Tipo *loop*

Este grupo é provavelmente um dos mais populares. *Loops* quadrados [Wu 1994], [Chang *et al.* 1993], anéis [Parker *et al.* 1981] e tripolos em forma de *loop* [Mittra *et al.* 1988], [Vardaxoglou *et al.* 1983] são membros desse grupo.

3.4.3 Grupo 3: Interior sólido

Elementos tipo *patch* fazem parte desse grupo [Topsakal *et al.* 2004]. Tanto a configuração simples quanto a multi-camada são possíveis [Wakabayashi *et al.* 1994].

3.4.4 Grupo 4: Combinações

As combinações de elementos de FSS [Mittra *et al.* 1988], [Shaker *et al.* 1995], [Wahid *et al.* 1992] podem ser úteis para resolver a questão da estabilidade angular com diferentes polarizações, que podem ser difíceis de alcançar com único elemento FSS [Musa *et al.* 1989], [Kiani *et al.* 2008].

3.5 - Dimensões dos elementos

Quando um elemento de dipolo é alimentado por uma fonte e o comprimento do dipolo é um múltiplo de meio comprimento de onda, o dipolo irradia a energia. Quando dipolos são dispostos em forma de arranjo, a energia reirradiada de todos os elementos será direcionada coerentemente como se uma reflexão estivesse ocorrendo, onde o ângulo de reflexão é igual ao ângulo de incidência. Isto ocorre porque as correntes induzidas na superfície do elemento têm um atraso de fase relativo a estes elementos adjacentes [Wu 1995]. Este atraso de fase faz o espalhamento das ondas de todos os elementos ser coerente com a direção de reflexão.

Para elementos na forma de espiras quadradas e espiras circulares, a ressonância ocorre quando o comprimento de cada meia espira é um múltiplo de meio comprimento de onda. O comprimento da espira, desta forma, precisa ser um múltiplo de um comprimento de onda. Para evitar um nulo no diagrama de irradiação, o comprimento da espira deve ser de um comprimento de onda em vez de um múltiplo de um comprimento de onda. Para finalizar, a medida da circunferência de uma espira circular para aplicações em FSS deve ter um comprimento de onda. Para uma espira circular impressa em um substrato dielétrico, o comprimento elétrico da circunferência deve ser de um comprimento de onda efetivo, enquanto que a dimensão da circunferência deve ser menor que um comprimento de onda no espaço livre.

Finalmente, quando a dimensão do elemento é completamente diferente das dimensões ressonantes, a onda incidente passará através da FSS como se o anteparo estivesse transparente [Wu 1995].

3.6 - Técnicas de análise

A teoria fundamental para a análise de FSS provém da teoria de arranjos de antenas [Amitay *et al.* 1972]. Vários métodos têm sido usados em análises de FSS. Há na literatura, diversas fórmulas aproximadas, desenvolvidas por alguns autores, para se determinar as características de transmissão e de reflexão para uma FSS usando *patches* ou aberturas retangulares [Lee *et al.* 1982].

Um dos métodos bastante simples e que produz resultados satisfatórios é o modelo do circuito equivalente. Nesta análise os vários segmentos de fita que formam o elemento *patch* em um arranjo periódico são modelados como componentes indutivos ou capacitivos em uma linha de transmissão. Da solução deste circuito, são encontradas as características de transmissão e reflexão da FSS. Esta técnica usa uma aproximação quasi-estática para calcular as componentes do circuito e permite uma rápida resposta computacional [Marcuvitz 1951]. Este método fornece resultados bastante precisos para projetos de FSS simples, apenas com incidência normal. A modelagem de um circuito equivalente de um FSS para incidência oblíqua é difícil e pode não fornecer resultados muito precisos, quando comparado a métodos de onda completa.

Outro método empregado é o método da expansão modal [Chen 1973], que permite uma análise capaz de fornecer detalhes das repostas da frequência e da polarização, junto com o entendimento físico da sua operação. Quando do uso do método dos momentos no domínio espectral [Itoh 1989] pela técnica anterior, é verificado um grande esforço computacional, sendo desaconselhável para a análise de FSS com elementos mais complexos, como, por exemplo, espiras quadradas duplas.

Além das técnicas descritas acima, uma técnica bastante difundida é a das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD). Esta técnica possibilita a análise de qualquer tipo de elemento, bem como a análise de perdas dielétricas e/ou magnéticas, e a análise de estruturas não homogêneas [Harms *et al.* 1994].

O Método das Ondas, ou WCIP, trata-se de outro método usado na análise de FSS. Este método apresenta uma reduzida necessidade de esforço computacional e flexibilidade quanto à forma da estrutura planar [Titaouine *et al.* 2007].

Em conjunto com esses métodos, pode-se utilizar técnicas de inteligência artificial, como algoritmos genéticos [Manara *et al.* 1999] e redes neurais [Silva *et al.* 2008], na análise/síntese de FSS.

3.7 – Aplicações

A aplicação mais conhecida de FSS é o anteparo da porta do forno de micro-ondas. Este anteparo funciona como um filtro passa-faixa que deixa passar a faixa de frequência da luz visível e rejeita a faixa de micro-ondas, mas as aplicações não param por aí. Uma FSS pode ser utilizada para várias aplicações, tais como:

- *Tags* RFID
- Aumento da Seção Transversal de Radar
- Proteção contra interferência eletromagnética (EMI)
- Estruturas EBG
- Subrefletores dicróicos para antenas parabólicas
- Sistemas de interceptação de baixa probabilidade (exemplo: *Stealth*)
- Segurança para redes sem fio locais (WLAN)
- Melhora das características de radiação de arranjos de antenas

Nos últimos anos, com o uso difundido dos telefones celulares e *smartphones*, o ruído gerado pelo uso desses aparelhos em prédios públicos, bibliotecas, salas de concertos, etc., se tornou uma questão social em alguns países. Para resolver esse problema, são utilizadas FSS, funcionando como filtros rejeita-faixa, colocadas sobre paredes, janelas ou outras aberturas, com a finalidade de bloquear as ondas eletromagnéticas ou sinais entre as ERB e os aparelhos celulares [Kim *et al.* 2008].

Como o foco deste trabalho é a utilização de superfícies seletivas em frequência aliadas a arranjos de antenas, o tópico seguinte trata deste tipo de aplicação.

3.7.1 FSS aplicadas a arranjos de antenas

Um das aplicações das superfícies seletivas em frequência é a integração junto aos arranjos de antenas. Essa aplicação visa a melhoria de algum parâmetro de radiação dos arranjos. Dentre alguns parâmetros, podemos citar:

- Largura de banda
- Diretividade
- Ganho
- Seção Transversal de Radar (RCS)

Quando se fala em aumento de largura de banda utilizando superfícies seletivas em frequência aplicadas a antenas ou arranjo de antenas, a configuração mais utilizada é a mostrada na Figura 3.8 [Chen 2010].

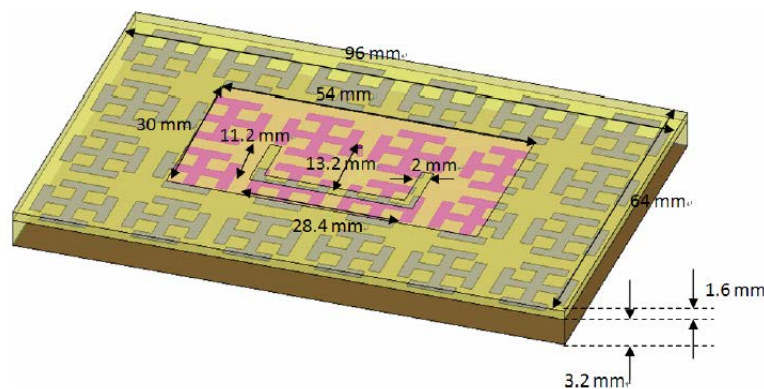


Figura 3.8. FSS atuando como estrutura EBG.

Nesse caso, a FSS está sendo utilizada como uma estrutura EBG [Chen 2010]. Uma estrutura EBG tem como característica a inserção de bandas de operação/rejeição em uma dada estrutura. Utilizando a EBG para inserção de bandas de operação, pode-se aumentar a largura de banda de uma determinada antena ou arranjo de antenas.

Para o aumento dos parâmetros ganho e diretividade utilizando FSS aplicadas a arranjos de antenas, temos duas configurações possíveis: a FSS colocada como superstrato [Yongxing 2010] e a FSS colocada em uma camada abaixo da antena ou do arranjo de antenas. Para o caso da FSS colocada como superstrato, ela tem que ser projetada para deixar transpassar apenas a frequência de ressonância da antena. Nesse caso, ocorre uma maior diretividade e um aumento no ganho, pois a FSS filtra o sinal e deixa passar apenas aquele desejado, obstruindo os demais sinais. Como se sabe, as antenas impressas são muito atingidas por ondas de superfície, as quais prejudicam alguns parâmetros de radiação da antena, como ganho, diretividade, etc. Utilizando as superfícies seletivas em frequência nos arranjos de antenas, as ondas de superfície tendem a ter menos influência no formato do diagrama de radiação. A Figura 3.9 ilustra o uso de FSS como superstrato [Youngxing 2010].

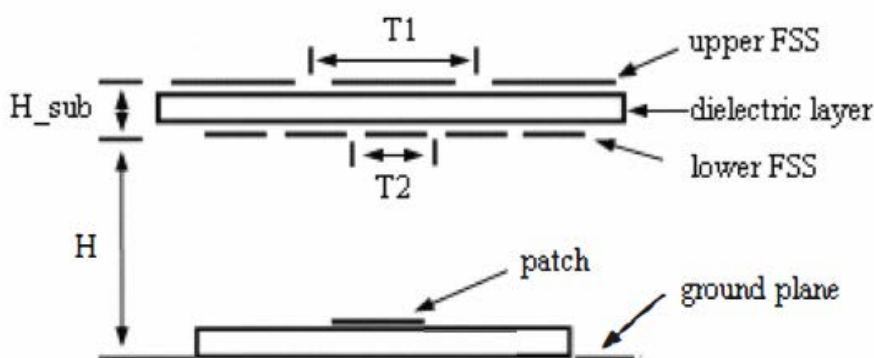


Figura 3.9. FSS como superstrato.

O mesmo princípio se aplica quando a FSS é colocada abaixo do arranjo. Só que, neste caso, a FSS é projetada para refletir, ou rejeitar, a frequência de ressonância da antena. A Figura 3.10 ilustra o caso da FSS utilizada como um elemento refletor em um arranjo de antenas [Ranga *et al.* 2011].

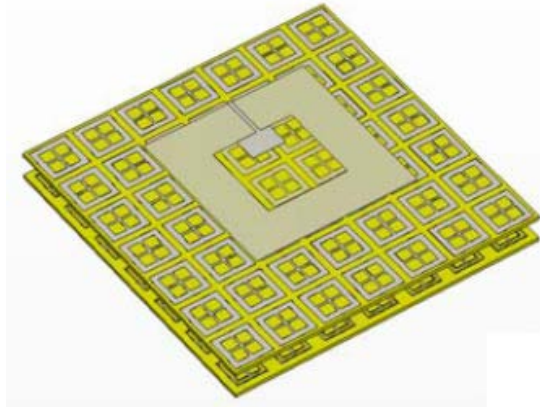


Figura 3.10. FSS utilizada como elemento refletor.

Outro parâmetro que pode ser modificado, em uma antena ou arranjo de antenas, com o uso de superfícies seletivas em frequência é a seção transversal de radar (RCS). A utilização da FSS tem como propósito a redução desse parâmetro. Normalmente, para se atingir esse objetivo, utiliza-se a FSS como radome de uma antena ou de um arranjo. Projetando a FSS para deixar passar apenas a frequência de operação da antena, garantir-se-á uma redução da RCS. A Figura 3.11 ilustra a utilização da FSS para redução da RCS [Gustafsson 2006].

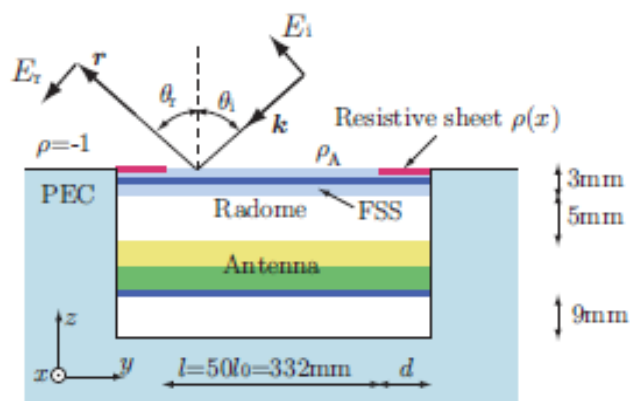


Figura 3.11. FSS como radome de um arranjo de antenas.

Capítulo 4

Resultados Numéricos e Experimentais

4.1 Introdução

Após a apresentação feita nos capítulos anteriores dos conceitos básicos relacionados ao tema deste trabalho, este capítulo apresenta os resultados numéricos e experimentais da aplicação de superfícies seletivas em frequência (FSS) em arranjos de antenas planares. Tal interação tem como propósito obter características de radiação desejadas para os arranjos de antenas, a partir de alterações em seus parâmetros de radiação, tais como largura de banda, ganho e diretividade. Para o estudo, foi projetado um arranjo de antenas de microfita, com dois elementos do tipo *patch*. Este arranjo é alimentado através de uma rede de alimentação. Além da utilização do arranjo com plano de terra cheio, outra modificação feita no arranjo foi a utilização do plano de terra truncado, com o objetivo de aumentar a largura de banda e miniaturizar os elementos do arranjo.

Para poder estudar o comportamento das superfícies seletivas em frequência aplicadas a arranjos de antenas, foram propostos três *layouts* diferentes. O primeiro *layout* consiste em utilizar a FSS como superstrato (acima do arranjo). O segundo consiste em utilizar a FSS como elemento refletor (abaixo do arranjo). O terceiro *layout* consiste em colocar o arranjo entre duas camadas de FSS, tanto acima quanto abaixo.

Nas simulações computacionais efetuadas utilizou-se o software comercial Ansoft HFSS. Nas medições foi empregado um analisador vetorial de redes da Rohde & Schwarz, modelo ZVB-14. Além das medições realizadas na UFRN, foram realizadas medições na câmara anecóica do Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial, em São José dos Campos.

4.2 – Estrutura do arranjo

O projeto do arranjo proposto parte de uma antena *patch*, faixa estreita, operando na banda de frequências WLAN (centrada em 2,45 GHz). A geometria utilizada foi o *patch* retangular com *inset fed*, como mostrado na Figura 4.1. O *inset fed* é utilizado para melhorar o casamento de impedâncias entre o elemento e a linha de alimentação.

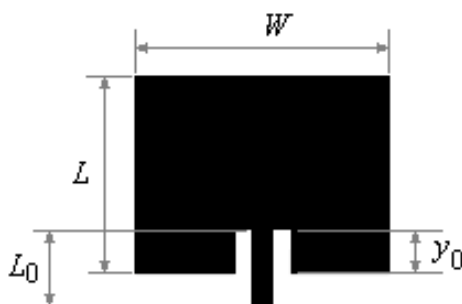
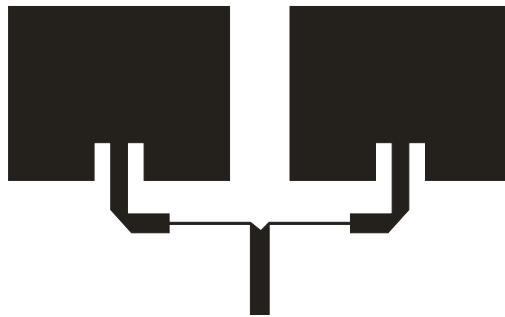


Figura 4.1. Geometria do *patch* utilizado nos arranjos.

As dimensões do *patch* são: $W = 37,34$ mm, $L = 29,09$ mm, $y_0 = 6,19$ mm e $L_0 = 14,52$ mm. A alimentação utilizada foi através de linha de microfita, pois facilita a integração do arranjo com outros circuitos de RF. O substrato utilizado nos arranjos foi fibra de vidro (FR4), com $\epsilon_r = 4,4$ e $h = 1,6$ mm, devido a seu baixo custo e facilidade de fornecimento. Para o presente estudo, foram projetados arranjos com dois elementos. Inicialmente, foram utilizadas três formas de alimentação para o arranjo: rede de alimentação, alimentação isolada e alimentação coaxial, conforme mostra a Figura 4.2. Foram realizadas simulações para analisar o isolamento (S_{21}) entre os elementos do arranjo. O arranjo com rede de alimentação apresentou um isolamento de -5,2 dB. O arranjo com alimentação isolada apresentou um isolamento de -21,2 dB. O arranjo com alimentação coaxial apresentou um isolamento de -22,2 dB. Como o propósito da tese é analisar a interação dos arranjos com a FSS, a alimentação com coaxial, apesar de apresentar um valor de isolamento ótimo, se torna difícil a aplicação da FSS, uma vez que o *probe* coaxial acaba por ser um empecilho quando se deseja colocar a FSS como elemento refletor. Além disso, a proposta do truncamento do plano de terra não seria possível com a alimentação com coaxial. A alimentação isolada, assim como a

alimentação por coaxial, tem a desvantagem de se utilizar duas linhas de alimentação, apesar de apresentar um valor de isolamento ótimo.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.2. Tipos de alimentação propostos para o arranjo: (a) Rede de alimentação, (b) Alimentação isolada e (c) Alimentação coaxial.

Dos tipos de alimentação propostos, a rede de alimentação foi a que apresentou o menor nível de isolamento, mas dentro do limite mínimo aceitável no que diz respeito ao efeito do acoplamento mútuo, que é -5 dB. Embora apresente essa desvantagem, a

rede de alimentação facilita a aplicação da FSS, assim como o truncamento do plano de terra, além de utilizar apenas uma linha para alimentação. Por esses motivos, foi escolhida como sendo a forma de alimentação para os arranjos propostos nessa tese. A Figura 4.3 ilustra a geometria do arranjo, com todas as dimensões utilizadas.

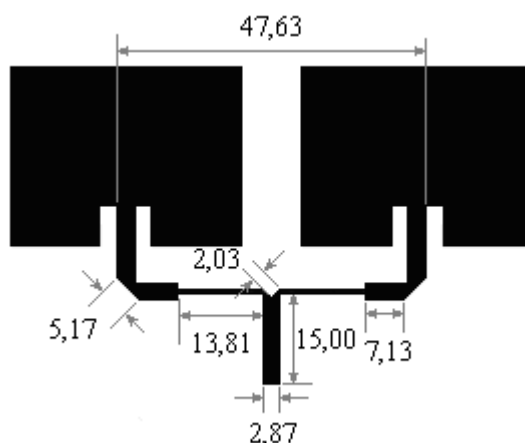


Figura 4.3. Geometria do arranjo proposto.

A rede de alimentação do arranjo foi projetada de forma que o sinal possa chegar igualmente às antenas. Para a distribuição equalizada do sinal para ambos os elementos do arranjo, foram incorporadas algumas descontinuidades nas linhas de alimentação que compõem a rede. A Figura 4.4 ilustra essas descontinuidades. O projeto do arranjo, com as descontinuidades e as otimizações, foi baseado em [Visser 2005].

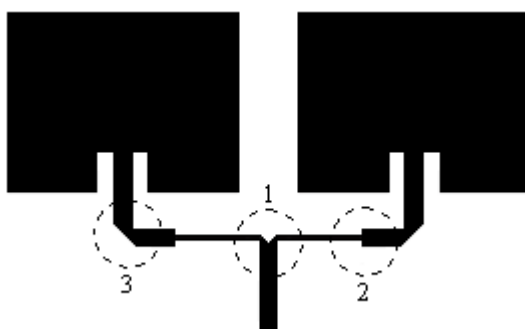


Figura 4.4. Descontinuidades utilizadas no projeto da rede de alimentação.

A descontinuidade circulada com o número (1) é denominada junção-T e é, talvez, uma das mais importantes descontinuidades utilizadas em dispositivos de microfita. A junção-T é projetada para dividir, de forma igual, o sinal para ambos os elementos do arranjo. A descontinuidade (2), denominada transformador de impedância, tem a finalidade de realizar o casamento de linhas de microfita com impedâncias diferentes. Por fim, a descontinuidade (3), denominada dobra ou curvatura, é normalmente utilizada para evitar a perda de potência na junção-L. Os cortes existentes nas descontinuidades (1) e (3) têm a finalidade de compensar as perdas causadas por tais descontinuidades. As dimensões da rede de alimentação foram calculadas a partir de fórmulas tradicionais encontradas na literatura [Visser 2005].

O arranjo foi projetado para operar na tecnologia IEEE 802.11 b/g/n, em 2,45 GHz, com largura de banda de 83,5 MHz (3,41% de largura de banda fracional), no mínimo, e impedância de entrada de 50 Ω . Após o projeto, o arranjo foi simulado com o Ansoft HFSS, o qual utiliza o método dos elementos finitos (FEM) para análise da estrutura. Com o método dos elementos finitos é possível se fazer uma modelagem precisa e fiel de diversas situações práticas, no contexto do eletromagnetismo, tais como a distribuição do campo elétrico em uma determinada estrutura. Os parâmetros obtidos foram: coeficiente de reflexão (S_{11}), diagrama de radiação, ganho, impedância de entrada, diretividade, ondas de superfície (campo elétrico), ângulo de meia potência, eficiência de radiação e relação frente-costas. Para a frequência de 2,45 GHz, a impedância de entrada obtida com a simulação foi de 50,9 Ω e largura de banda foi de 127 MHz (5,18% de largura de banda fracional), o que atende a aplicação desejada. O ganho simulado para essa frequência foi de 4,46 dBi e a diretividade de 7,23 dB.

Como pode ser visto na Figura 4.5, existe uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados. Os resultados medidos mostram uma frequência de ressonância de 2,53 GHz. A pequena diferença entre os valores medidos e simulados pode ser atribuída ao fato de ter sido utilizado um substrato de baixo custo (FR4), o qual pode apresentar variações em sua espessura, acarretando diferenças em sua frequência de ressonância.

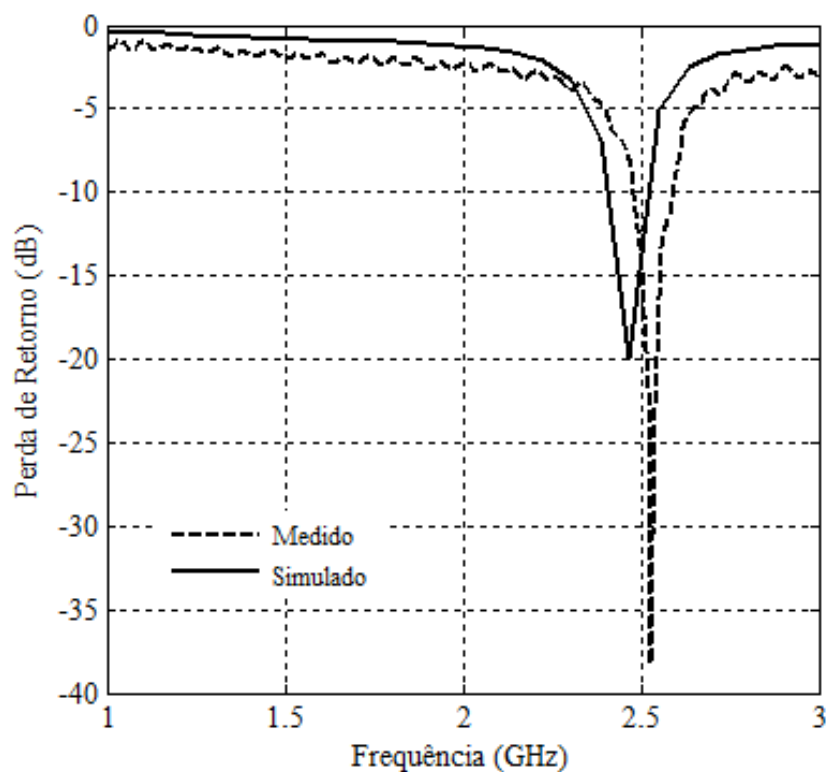


Figura 4.5. Perda de retorno para o arranjo convencional.

Por uma questão de complementação, o diagrama de radiação, simulado e medido, no plano E, é ilustrado na Figura 4.6, na frequência de 2,45 GHz. Pode-se observar que, embora o arranjo seja com plano de terra cheio, ainda há radiação na direção oposta. Na simulação, isso acontece porque o plano de terra não é considerado infinito. A medição foi realizada na câmara anecóica do Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial. A partir dos diagramas de radiação, alguns parâmetros foram obtidos. O ângulo de meia potência para esse arranjo foi de 40° . A eficiência de radiação ficou em torno de 53 % e a relação frente-costas foi de 14,6 dB. A Figura 4.7 mostra a distribuição do campo elétrico no arranjo, onde pode-se observar uma maior concentração de ondas de superfície nos arredores dos elementos do arranjo, que é representada pela tonalidade mais esverdeada.

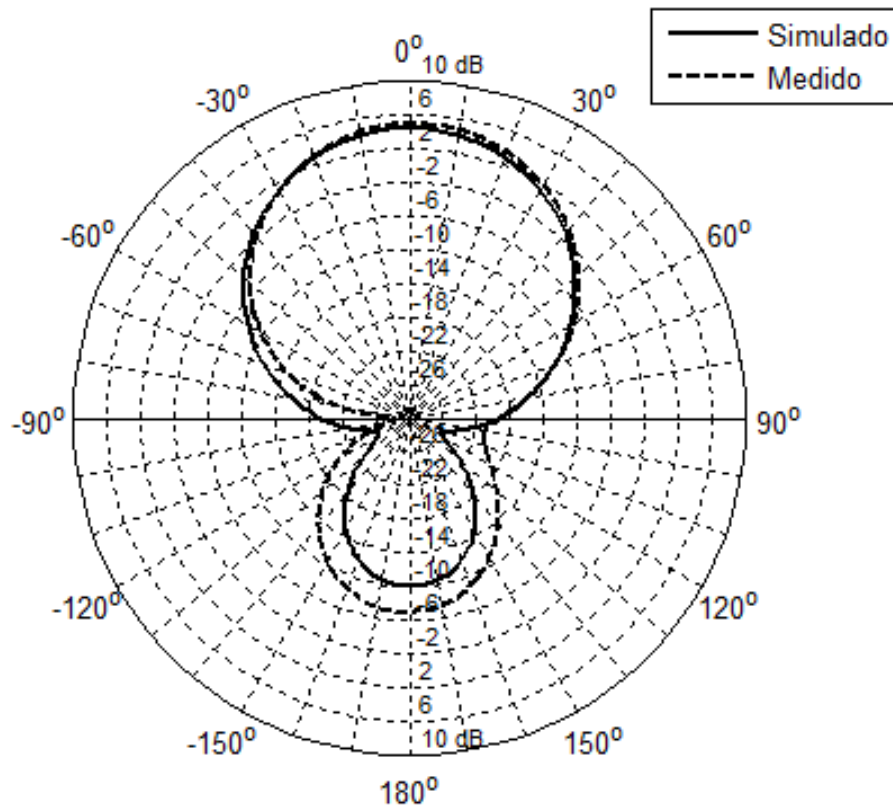


Figura 4.6. Diagrama de radiação, simulado e medido, no plano E, para o arranjo convencional, na frequência de 2,45 GHz.

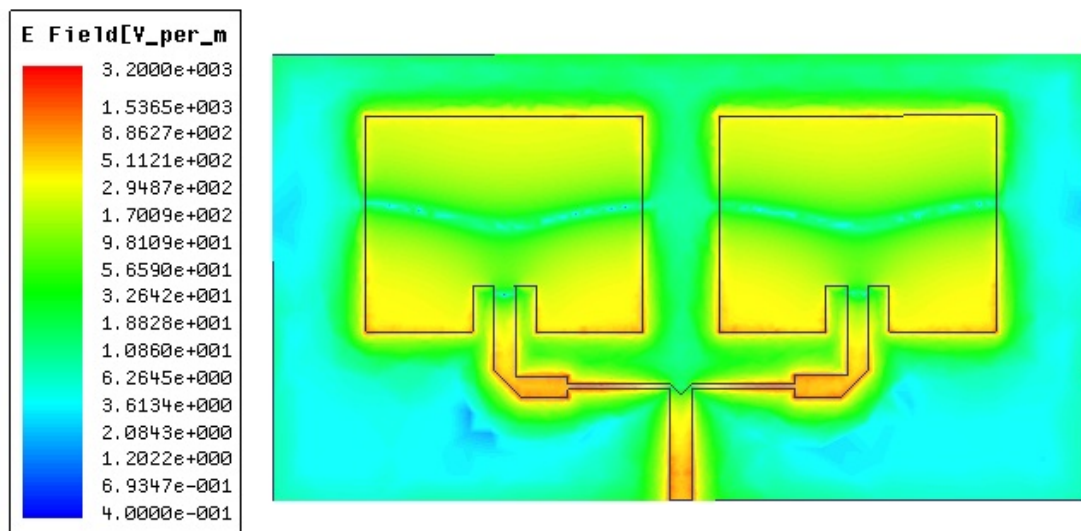


Figura 4.7. Distribuição do campo elétrico no arranjo com plano de terra cheio.

4.3 – Estrutura da FSS

Este trabalho tem a proposta de uma configuração de arranjo de antenas de microfita integrado com FSS, de modo que essa configuração apresente melhora de desempenho de diversos parâmetros. Para a melhoria de parâmetros como ganho, ondas de superfície, eficiência de radiação, diretividade e relação frente-costas, será utilizado um refletor, formado por uma FSS rejeita-faixa, e um superstrato formado por uma FSS passa-faixa.

As FSS propostas foram projetadas para operar na faixa de frequências de 2 - 3 GHz, com frequência de ressonância em 2,45 GHz. A geometria escolhida do elemento foi a espira quadrada. A escolha da geometria deve-se ao fato de , além da espira quadrada ter estabilidade angular e de polarização, consegue-se dimensões reduzidas para a faixa de frequências desejada, devido ao seu grande comprimento elétrico. O material utilizado foi o mesmo dos arranjos (FR4). A Figura 4.8 ilustra a geometria da FSS utilizada no estudo.

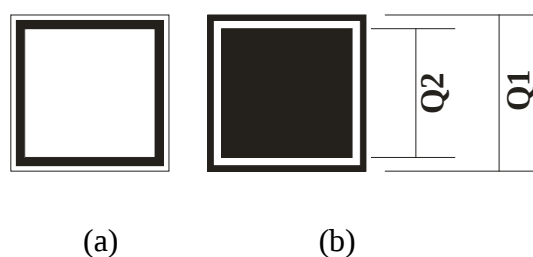
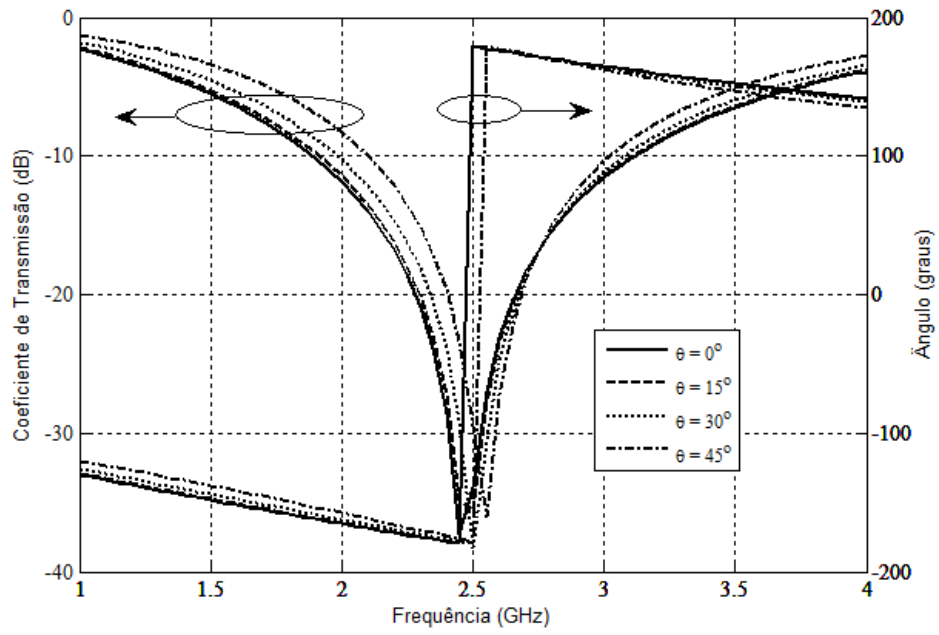


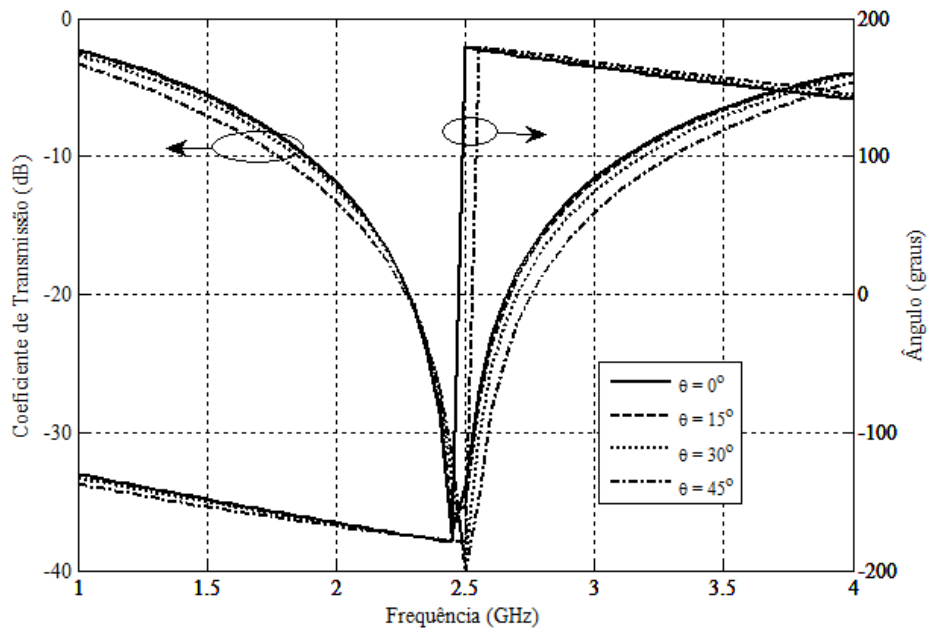
Figura 4.8. Geometria do elemento da FSS: (a) Rejeita-faixa e (b) Passa-faixa.

As dimensões da FSS projetada são as seguintes: quadrado externo Q1 (19 mm x 19 mm), quadrado interno Q2 (16,85 mm x 16,85 mm) e periodicidade de 20 mm. Foram utilizados 72 elementos na FSS (8 linhas e 9 colunas cada).

Com base na frequência de ressonância, as curvas do coeficiente de transmissão, simuladas, da FSS rejeita-faixa para ângulos de incidência variando de 0° - 45° , para ambas as polarizações de onda (horizontal e vertical), são mostradas nas Figuras 4.9(a) e (b).



(a)

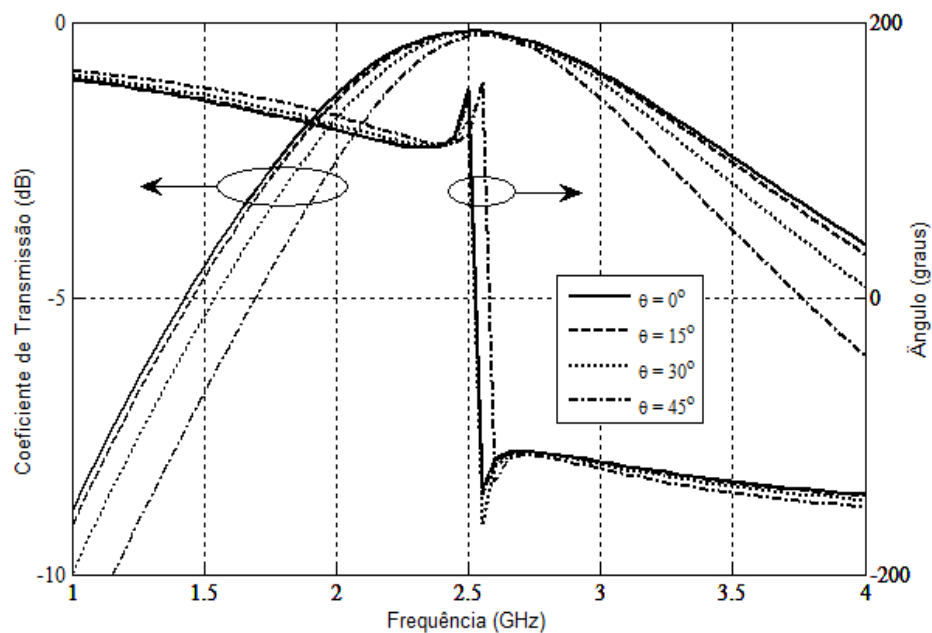


(b)

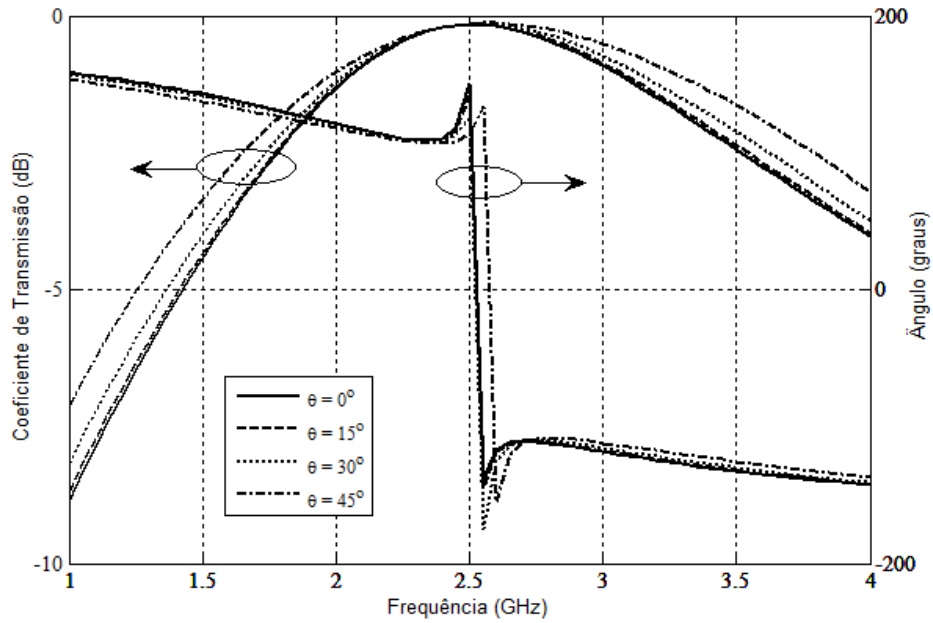
Figura 4.9. Coeficiente de transmissão e fase do coeficiente de reflexão, simulados, em função da frequência, para a FSS rejeita-faixa: (a) Polarização horizontal e (b) Polarização vertical.

Como pode ser visto na Figura 4.9, a largura de banda de rejeição da FSS rejeita-faixa é superior a 2 GHz (2 – 3 GHz) para vários ângulos de incidência e polarização vertical e horizontal. Os resultados mostram que, para a faixa desejada de operação (2,4 – 2,7 GHz), a FSS apresenta estabilidade angular e de polarização. Além disso, a FSS apresenta uma resposta em frequência linear para o ângulo do coeficiente de reflexão na faixa desejada, o que pode ser muito útil em sistemas pulsados, nos quais uma fase linear pode ser um requisito fundamental.

As Figuras 4.10(a) e (b) ilustram as larguras de banda de transmissão, simuladas, da FSS passa-faixa, para polarizações horizontal e vertical, respectivamente. Pode ser visto que a FSS apresenta uma perda de inserção menor que 0,5 dB na faixa de operação desejada (2,4 – 2,7 GHz). Assim como a FSS rejeita-faixa, a estrutura passa-faixa também apresentou estabilidade de polarização e angular, além de apresentar uma resposta em frequência linear para o ângulo do coeficiente de reflexão na faixa desejada.



(a)



(b)

Figura 4.10. Coeficiente de transmissão e fase do coeficiente de reflexão, simulados, em função da frequência, para a FSS passa-faixa: (a) Polarização horizontal e (b) Polarização vertical.

4.4 – FSS aplicadas a arranjos de antenas

O propósito principal desse estudo é analisar o efeito da aplicação de superfícies seletivas em frequência em arranjos de antenas. Para iniciar essa análise, foi utilizado um *layout* que consiste em uma FSS aplicada acima do arranjo de antenas, como um superstrato. A vista lateral desse *layout* é ilustrada na Figura 4.11.

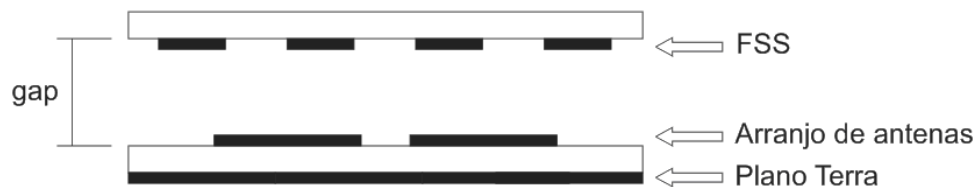


Figura 4.11. Vista lateral da estrutura da FSS integrada com o arranjo de antenas.

Como citado anteriormente, foram utilizados substratos iguais tanto para a FSS como para o arranjo de antenas. Para verificar o efeito da influência da FSS com relação

ao arranjo, foi analisada a variação do espaçamento (*gap*) da FSS com o arranjo. Três valores de espaçamento foram utilizados: 1, 3 e 6 cm. Esses valores foram escolhidos porque correspondem aproximadamente a submúltiplos do comprimento de onda na frequência de ressonância ($\lambda/10$, $\lambda/4$ e $\lambda/2$, respectivamente). A Figura 4.12 mostra a comparação entre as perdas de retorno medidas, para os três valores de espaçamento utilizados. Pode-se observar que, após a aplicação da FSS, não houve nenhuma mudança no parâmetro perda de retorno. A Figura 4.13 ilustra o diagrama de radiação, simulado, para os três valores de *gap*. As simulações foram realizadas para a frequência de 2,45 GHz.

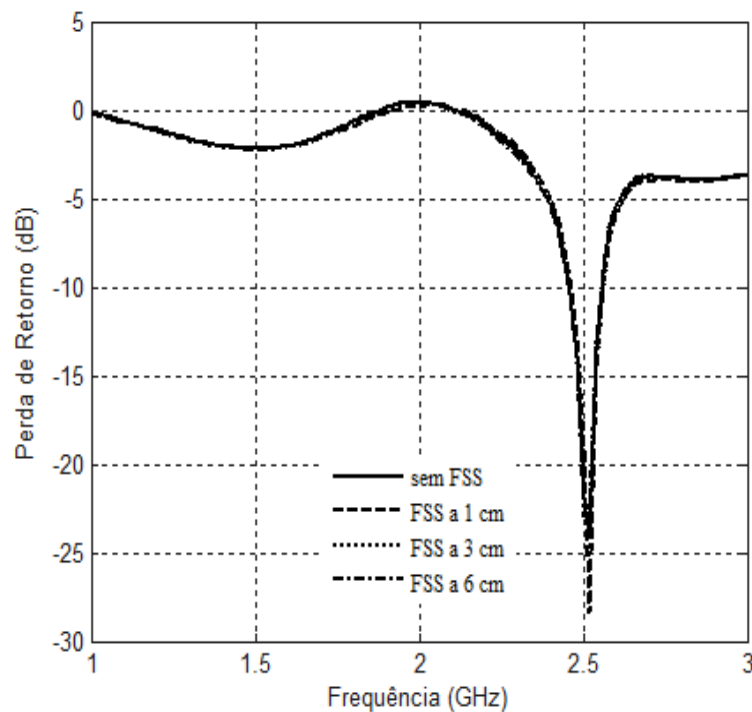


Figura 4.12. Comparação da perda de retorno, medida, para os três valores de espaçamento (1, 3 e 6 cm), para a FSS aplicada acima do arranjo.

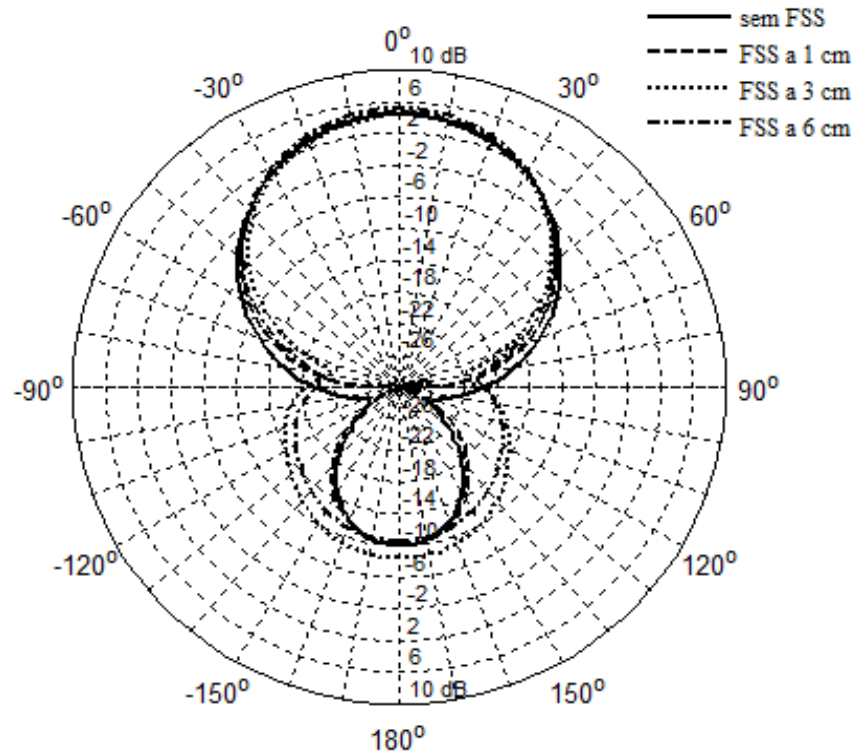


Figura 4.13. Diagrama de radiação, simulado, para os três valores de *gap*, para a FSS aplicada acima do arranjo.

Observando a Figura 4.13, pode-se concluir que a inserção da FSS acima dos arranjos não apresentou nenhuma vantagem para o arranjo com plano de terra cheio. Para tentar atender a uma faixa maior de frequências, tentando englobar mais de uma aplicação (WLAN e 4G), foi proposto o truncamento do plano de terra do arranjo. Essa configuração é mostrada na Figura 4.14. A distância entre o plano de terra e os patches é de 1,61 mm.

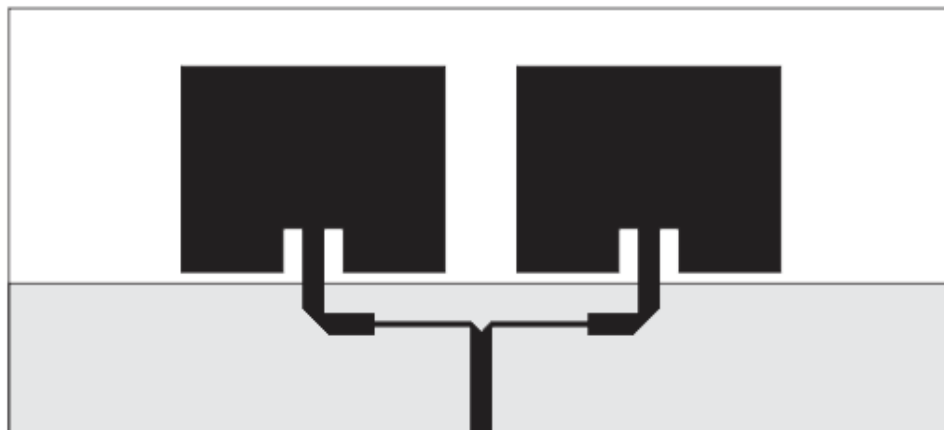


Figura 4.14. Arranjo com plano de terra truncado.

Ao acrescentar esse corte no plano de terra do arranjo, foi observado um aumento na largura de banda do arranjo, aliado a uma redução na frequência de ressonância. A Figura 4.15 compara a perda de retorno, simulada, entre o arranjo convencional e o arranjo truncado.

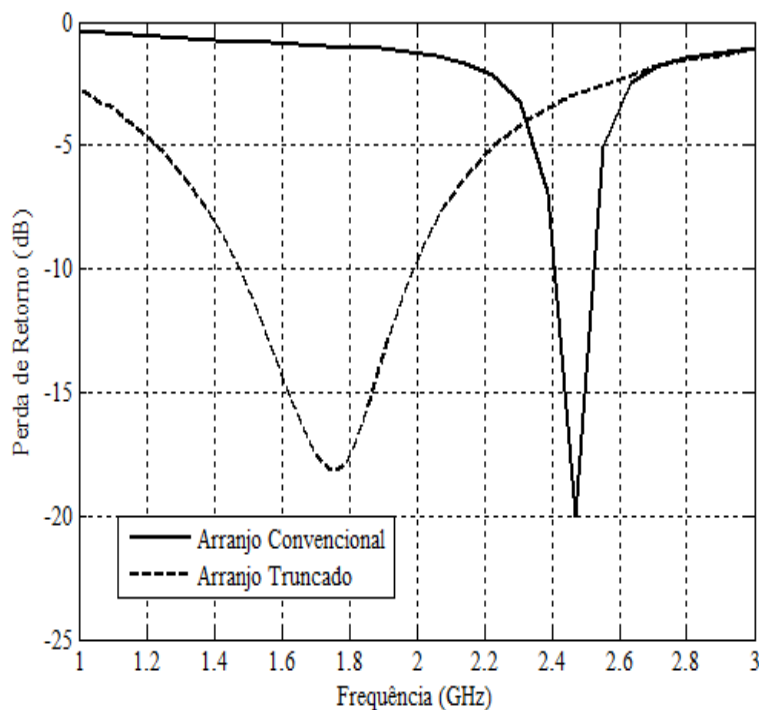


Figura 4.15. Comparação da perda de retorno para o arranjo convencional e o arranjo truncado.

A frequência de ressonância obtida para a nova configuração foi de 1,76 GHz, com uma largura de banda de 521 MHz (29,6 % de largura de banda fracional). Essa redução na frequência de ressonância mostra que se pode reduzir o tamanho dos elementos do arranjo para que a frequência de ressonância volte ao valor desejado (2,45 GHz). Assim, as dimensões dos elementos do arranjo foram reduzidas em 40 %. A Figura 4.16 mostra as dimensões dos elementos, em milímetros. As demais medidas permanecem inalteradas. O afastamento entre os patches não foi reduzido porque o intuito é mostrar que as ondas de superfície foram amenizadas quando da redução dos elementos.

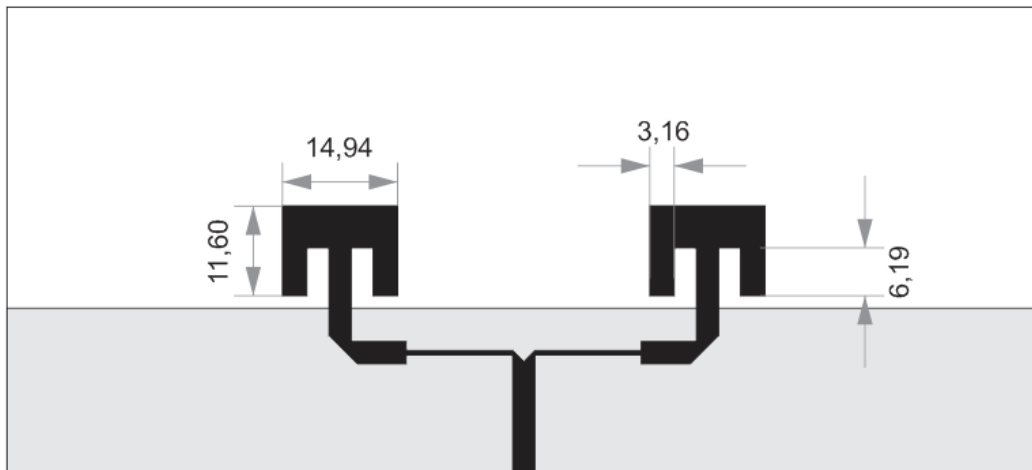


Figura 4.16. Arranjo reduzido com plano de terra truncado.

Reduzindo as dimensões dos elementos do arranjo, a frequência de ressonância voltou a ser próxima de 2,45 GHz (2,52 GHz) e a largura de banda (465 MHz) ficou próxima do arranjo truncado (521 MHz), resultando em uma largura de banda fracional de 18,41 %. A Figura 4.17 mostra a perda de retorno, simulada, para o caso do arranjo reduzido.

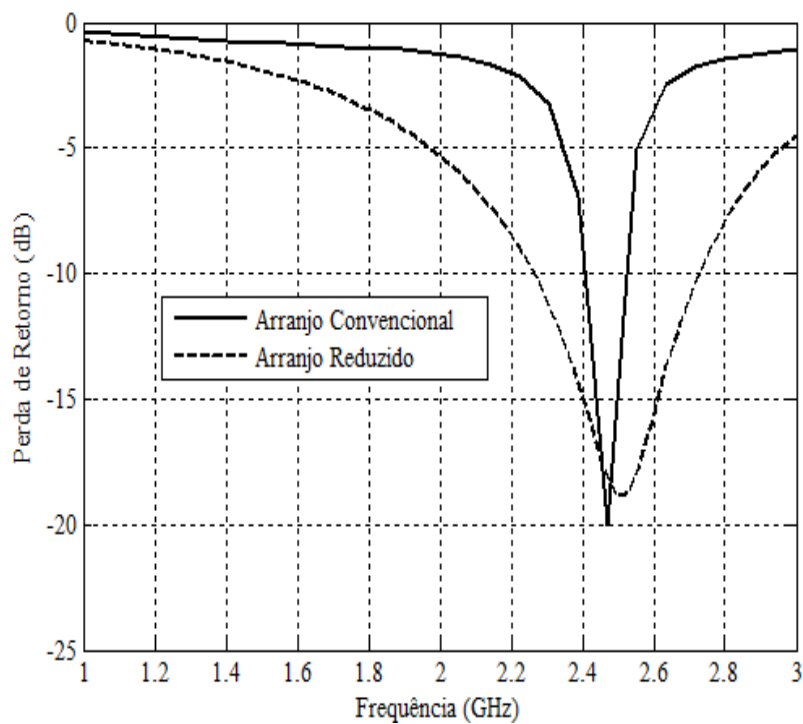


Figura 4.17. Perda de retorno para o arranjo reduzido.

Entretanto, truncando o plano de terra o arranjo deixa de ser diretivo e passa a operar como omnidirecional, como mostra a Figura 4.18. Isso fez com que o ganho simulado para a frequência de 2,45 GHz fosse de 0,76 dBi, a diretividade de 1,28 dB, ângulo de meia potência de 90° e uma relação frente-costas de 0,082 dB, por ser um arranjo omnidirecional.

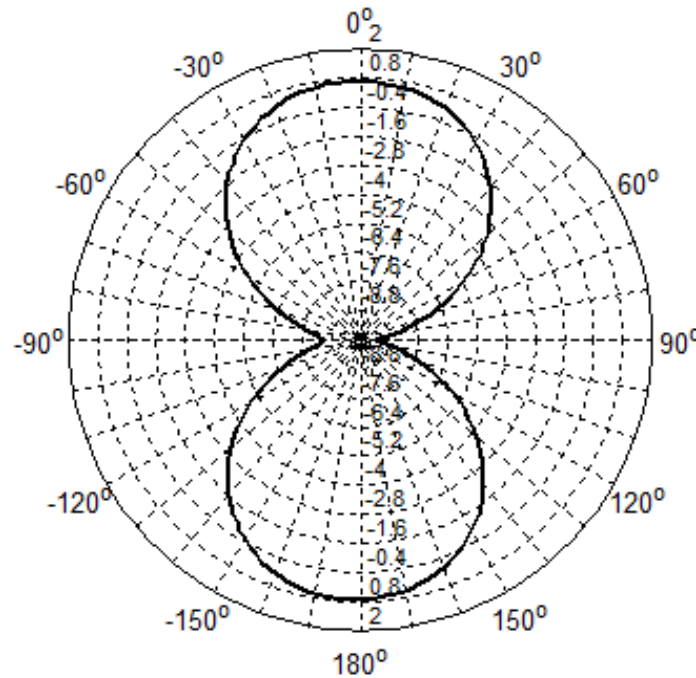


Figura 4.18. Diagrama de radiação, plano E, simulado, para o arranjo reduzido.

Embora tenha havido uma redução considerável no ganho e na diretividade do arranjo com plano de terra truncado e reduzido, houve também uma melhoria significativa na sua largura de banda. Para tentar solucionar o problema da redução do ganho e da diretividade do arranjo com plano de terra truncado e reduzido, foi aplicada uma FSS refeita-faixa abaixo do arranjo. Essa configuração pode ser vista na Figura 4.19.



Figura 4.19. FSS como elemento refletor do arranjo de antenas com plano de terra truncado.

Para essa configuração o *gap* foi variado até se obter a distância ótima entre o arranjo e a FSS. O melhor *gap* foi de 3 cm, como pode ser observado na Figura 4.20. Assim, o ganho foi aumentado para 5,70 dBi, a diretividade para 6,20 dBi, ângulo de meia potência ficou em 60°, a relação frente-costas foi de 12,83 dB e a largura de banda aumentou para 762 MHz. A Figura 4.21 ilustra o diagrama de radiação, simulado, para os três valores de *gap*.

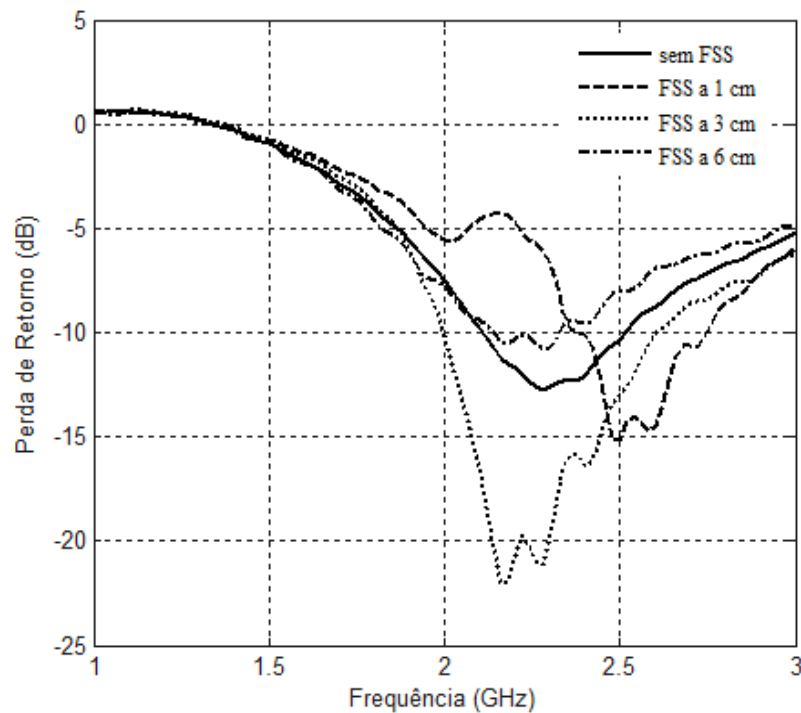


Figura 4.20. Comparação da perda de retorno, medida, para o caso da FSS utilizada como elemento refletor do arranjo.

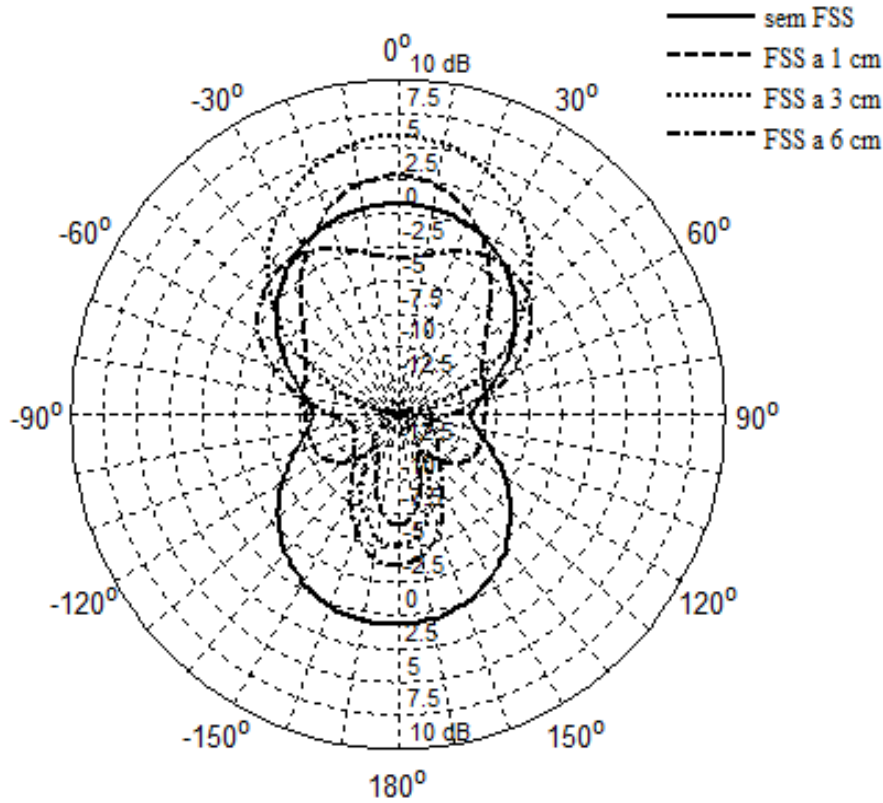


Figura 4.21. Diagrama de radiação, simulado, para os três valores de *gap*, para a FSS aplicada abaixo do arranjo.

Para tentar obter um resultado ainda mais significativo, foi utilizado um terceiro *layout*: o arranjo de antenas com plano de terra truncado, integrado com uma FSS rejeita-faixa como elemento refletor e com uma FSS passa-faixa como superstrato. A ideia é reduzir as ondas de superfície e melhorar ainda mais os parâmetros do arranjo. A Figura 4.22 ilustra essa configuração.



Figura 4.22. Arranjo colocado entre duas camadas de FSS.

Os melhores valores para os *gaps* 1 e 2 foram, 1 cm e 3 cm, respectivamente. Para essa configuração, a largura de banda diminuiu para 672 MHz. Para a frequência de 2,45 GHz, o ganho foi aumentado para 7,26 dBi, o ângulo de meia potência foi mantido em 60°, a relação frente-costas foi aumentada para 17,33 dB e a eficiência de radiação ficou em torno de 85 %. Para a frequência de 2,60 GHz, o ganho ficou em 7,67 dBi, o ângulo de meia potência foi mantido em 60°, a relação frente-costas foi de 16,81 dB e a eficiência de radiação ficou em torno de 80 %. Pode-se observar que a nova configuração manteve os parâmetros próximos, para as duas bandas de frequência das aplicações desejadas. A redução na eficiência é devido a uma resposta não plana da FSS superstrato, causando uma maior perda de inserção, para a frequência de 2,60 GHz. Ainda assim, houve uma melhora nos parâmetros da configuração anterior, apesar da pequena redução na largura de banda. A Figura 4.23 ilustra a perda de retorno para esse *layout*, comparado com o das outras configurações.

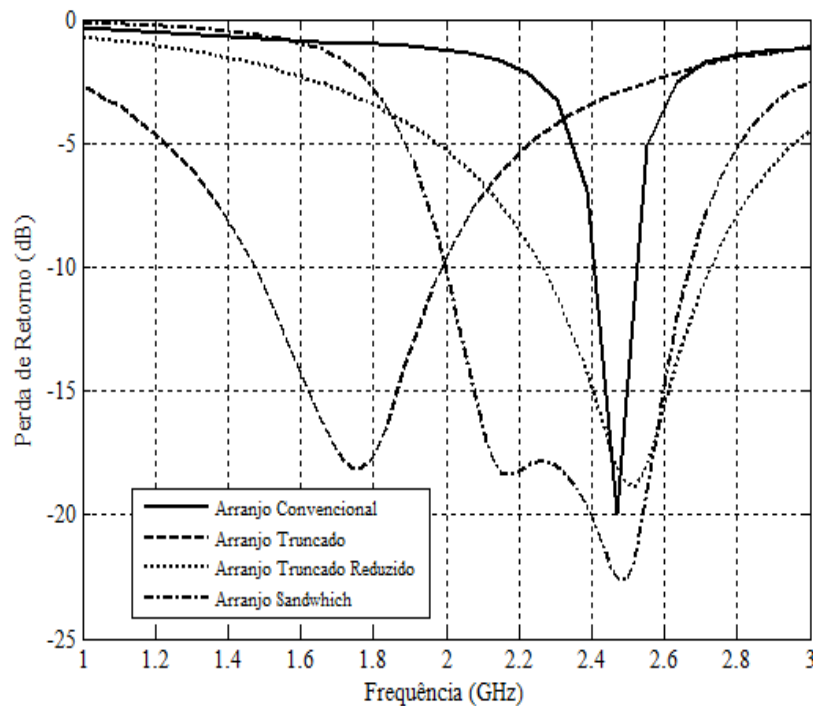
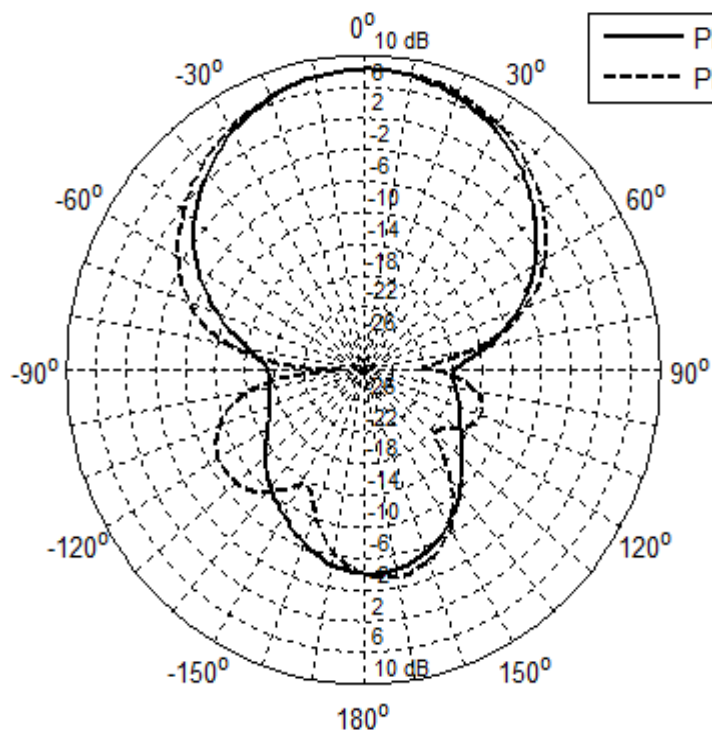
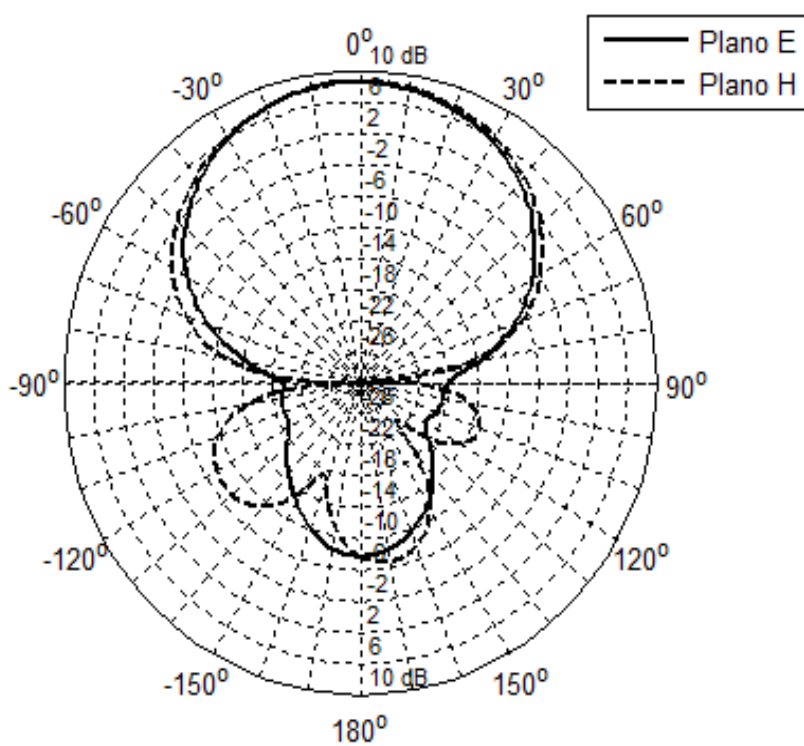


Figura 4.23. Comparação da perda de retorno obtida para todos os *layouts* propostos.

O significativo aumento da largura de banda permite que esse novo arranjo seja empregado em duas aplicações, que são: redes WLAN e redes 4G. os diagramas de radiação nos planos E e H, para as frequências centrais dessas duas aplicações são ilustrados nas Figuras 4.24 (a) e (b), obtidos usando o Ansoft HFSS.



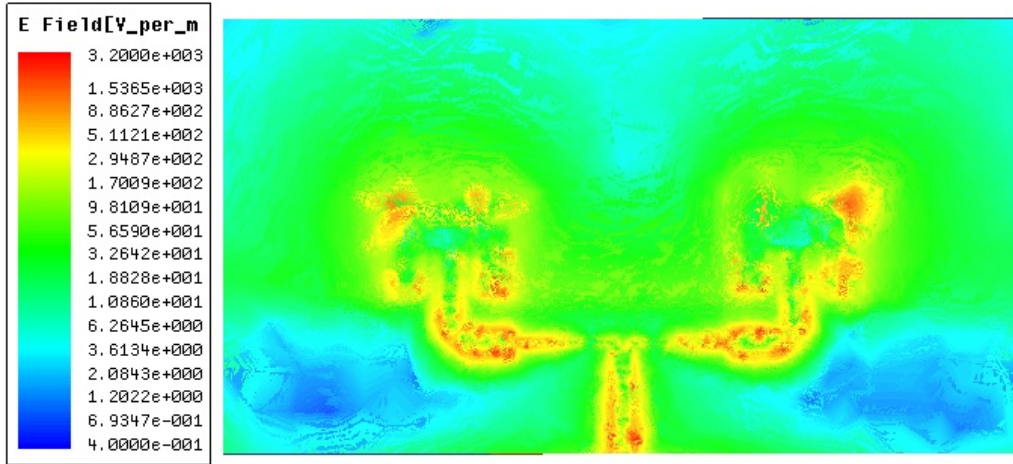
(a)



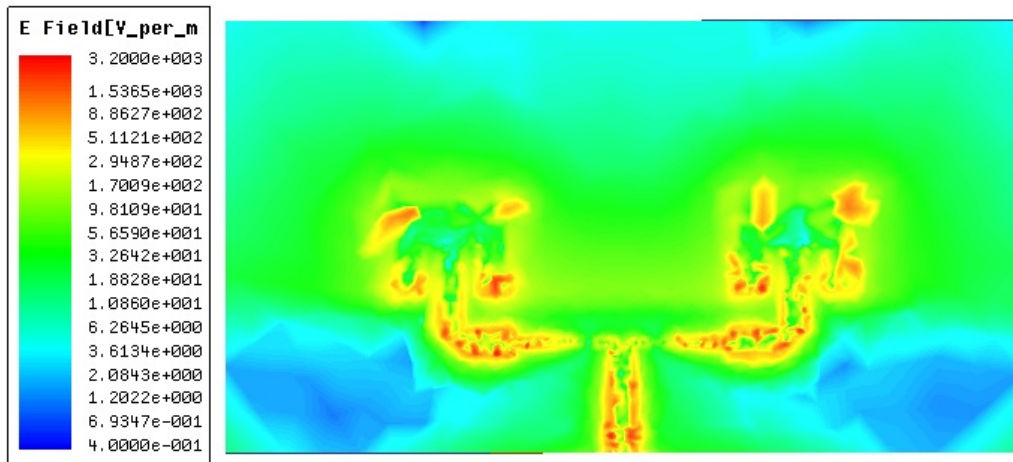
(b)

Figura 4.24. Diagramas de radiação para o arranjo entre duas FSS: (a) 2,45 GHz e (b) 2,6 GHz.

Para o arranjo posicionado entre duas FSS, observa-se que há uma visível redução da concentração do campo elétrico nos arredores do arranjo. Isso acarreta em uma maior isolamento entre os elementos do arranjo, bem como uma maior eficiência de radiação. As Figuras 4.25 (a) e (b) ilustram as ondas de superfície do campo elétrico, nas frequências de 2,45 GHz e 2,60 GHz, respectivamente.



(a)



(b)

Figura 4.25. Distribuição do campo elétrico para o arranjo posicionado entre duas FSS, para as frequências: (a) 2,45 GHz e (b) 2,60 GHz.

Para comprovar a análise desenvolvida, foram construídas as duas FSS e o arranjo truncado e reduzido. Foi feita a medição da amplitude do S_{11} . A Figura 4.26 ilustra o *setup* de medição e como as FSS foram fixadas no arranjo. A Figura 4.27 mostra a estrutura sendo medida na câmara anecóica. A Figura 4.28 ilustra a comparação entre

resultados simulados e medidos. Pode-se observar uma boa concordância entre os resultados e que a configuração arranjo entre FSS pode ser utilizada nas duas aplicações (WLAN e 4G).



Figura 4.26. *Setup* de medição e estruturas construídas.

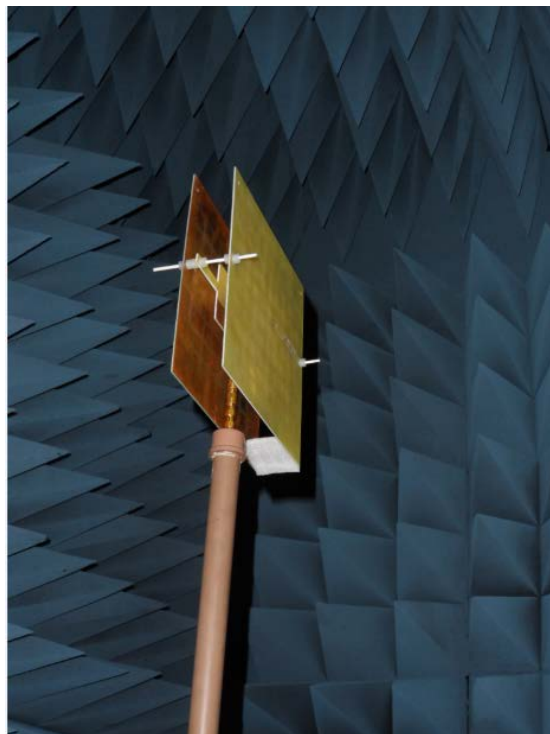


Figura 4.27. Medição da estrutura na câmara anecóica.

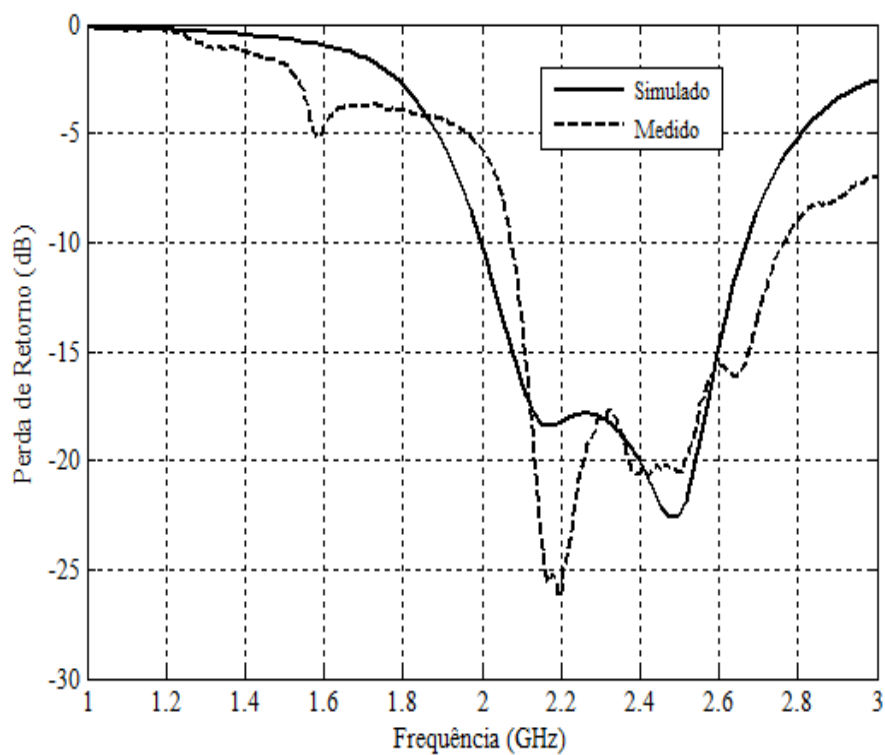


Figura 4.28. Comparação entre resultados simulados e medidos para o caso do arranjo posicionado entre as FSS.

Capítulo 5

Conclusão

Este trabalho apresentou o estudo das superfícies seletivas em frequência (FSS) aplicadas a arranjos de antenas planares. Essa interação entre arranjo e FSS se mostrou uma alternativa interessante quando se deseja modificar parâmetros de radiação dos arranjos de antenas.

Foi projetado um arranjo de antena de microfitas, com dois elementos tipo *patch*, alimentados por uma rede de alimentação. Outra modificação feita no arranjo foi a utilização do plano de terra truncado, com o objetivo de aumentar a largura de banda e miniaturizar os elementos do arranjo.

Para poder estudar o comportamento das superfícies seletivas em frequência aplicadas a arranjos de antenas, foram propostos três *layouts* diferentes. O primeiro *layout* consiste em utilizar a FSS como superstrato (acima do arranjo). O segundo consiste em utilizar a FSS como elemento refletor (abaixo do arranjo). O terceiro *layout* consiste em colocar o arranjo entre duas camadas de FSS, tanto acima quanto abaixo.

Com a finalidade de aumentar a largura de banda do arranjo, foi realizado o truncamento do plano de terra e após isso, analisados os parâmetros estudados. Observou-se que o truncamento do plano de terra melhorou consideravelmente a largura de banda do arranjo, bem como obteve-se uma redução de 60% nas dimensões dos elementos do arranjo.

Em compensação, houve uma piora nos resultados do ganho e da diretividade. Para tentar melhorar esses parâmetros, foram testados outros *layouts*, conforme citado acima. Dentre eles, o que obteve o melhor resultado de ganho e diretividade, aliada a uma redução dos elementos e um aumento na largura de banda, foi o *layout* em que se coloca o arranjo entre duas camadas de FSS. Além disso, pode-se observar que, nessa

configuração, houve uma redução do efeito das ondas de superfície, o que fez com que a eficiência de radiação do arranjo aumentasse significativamente em relação ao arranjo com plano de terra cheio e sem FSS.

A nova configuração proposta pode ser utilizada em painéis diretivos, para células de 6 antenas centrais, nas aplicações comerciais WLAN e 4G.

Como propostas de trabalhos futuros, pode-se citar a utilização de outras configurações de arranjo, de novas geometrias para os elementos, de arranjos com polarização circular, de novas geometrias para as FSS, de arranjos com maior número de elementos, de constantes dielétricas diferentes para o arranjo e a FSS, e de materiais com tangente de perda baixa.

Referências Bibliográficas

- Aldhaeabi, M., M. Alzabidi and I. Elshafiey (2013), 'Optimization of UWB antenna array for hyperthermia treatment of brain tumor', *Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference*, pp. 1-6.
- Ali, M. and B. A. Khawaja (2013), 'Dual-Band Microstrip patch antenna array for next generation wireless sensor network applications', *International Conference on Sensor Network Security Technology and Privacy Communication System*, pp. 39-42.
- Amitay, N., V. Galindo, and C. P. Wu (1972), *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*, Wiley Interscience, New York, E.U.A.
- Au, P. W. B., L. S. Musa, E. A. Parker, and R. Langley (1990), 'Parametric study of tripole and tripole loop arrays as frequency selective surfaces', *IEE Proceedings*, pp. 263-268.
- Balanis, C. A. (2005), *Antenna Theory: Analysis and Design*, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., Arizona, United States.
- Cabral-Costa, Flávia (2006), Uma Nova Proposta de Antenas *Quasi-Yagi* Banda Larga para Comunicações sem Fio, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, UFRN, Natal, RN.
- Cahill, R. and E. A. Parker (1982), 'Concentric ring and Jerusalem cross arrays as frequency selective surfaces for a 45° incidence diplexer', *Electronics Letters*, pp. 313-314.

- Chahat, N., M. Zhadobov, S. A. Muhammad, L. Le Coq and R. Sauleau (2013), '60-GHz Textile Antenna Array for Body-Centric Communications', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1816-1824.
- Chang, T. K., R. J. Langley, and E. Parker (1993), 'An active square loop frequency selective surface', *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, pp.387-388.
- Chen, C. C. (1973), 'Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness', *IEEE Microwave Theory Tech.*, pp. 1-6.
- Chen, Hsing-Yi (2010), 'Bandwidth enhancement using dual-band frequency selective surface with Jerusalem cross elements for 2.4/5.8 GHz WLAN antennas', *IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*, pp. 1-4.
- Chitra, R. J., M. Yoganathan and V. Nagarajan (2013), 'Co-axial fed double L-slot microstrip patch antenna array for WiMAX and WLAN application', *International Conference on Communications and Signal Processing*, pp. 1159-1164.
- DuHamel, R. H. and D. E. Isbell (1957), 'Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structures', *IRE National Convention Record*, pp.119-128.
- Fangyi, Xie, Guo-Min Yang and Wen Geyi (2013), 'Optimal Design of an Antenna Array for Energy Harvesting', *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 155-158.
- Garg, Ramesh Garg, P. Bhartia, Inder Bahl and A. Ittipiboon (2001), *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artec House Inc., London.
- Gianvittorio, J. P. and Yahya Rahmat-Samii (2000), 'Fractal elements in array antennas: investigating reduced mutual coupling and tighter packing', *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1704-1707.

- Gruden, M., M. Jobs and A. Rydberg (2013), 'Design and evaluation of conformal patch antenna array use with wireless sensor network inside jet engines', *7th European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 2100-2102.
- Gustafsson, M. (2006), 'RCS Reduction of Integrated Antenna Arrays and Radomes with Resistive Sheets', *IEEE International Symposium Society Antennas and Propagation*, pp. 3479-3482.
- Harms, P., R. Mittra e W. Ko (1994), 'Implementation of the periodic boundary condition in the finite-difference time-domain algorithm for FSS structures', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1317-1324.
- Hooberman, B. (2005), *Everything you ever wanted to know about frequency selective surface filters but were afraid to Ask*, Technical report .
- Huang, Chi-Fang and Wei-Yu Chen (2013), 'A wideband microstrip array based on air substrate for wireless base-station applications', *7th European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1268-1271.
- Islam, M. R. and M. Ali (2013), 'A 900 MHz Beam Steering Parasitic Antenna Array for Wearable Wireless Applications', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 4520-4527.
- Itoh, T. (1989), *Numerical techniques for microwave and millimeter – wave passive structures*, Jonh Wiley & Sons, New York, E.U.A.
- Jian, Li, Peng Wang, Tianyan Jiang and Lianwei Bao (2013), 'UHF Stacked Hilbert Antenna Array for Partial Discharge Detection', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 5798-5801.
- Kiani, G. I., A. R. Weily, and K. P. Esselle (2006), 'Frequency selective surface absorber using resistive cross-dipoles', *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, pp. 4199-4202.

- Kiani, G. I., K. L. Ford, K. P. Esselle, A. R. Weily, and C. J. Panagamuwa (2008), 'Angle and polarization independent bandstop frequency selective surface for indoor wireless systems', *Microwave and Optical Technology Letters* 50, pp. 2315-2317.
- Kiani, Ghaffer Iqbal (2009), Passive, Active and Absorbing Frequency Selective Surfaces for Wireless Communication Applications, Doctor's Dissertation, Macquire University, Sydney, Australia.
- Kim, D., J. Yeo and J. Choi (2008), 'Compact spatial triple-band-stop filter for cellular/PCS/IMT-2000 systems', *ETRI Journal*.
- Lee, S. W., G. Zarrillo e C. L. Law (1982), 'Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates', *IEEE Transactions on antennas and propagation*, pp. 904-909.
- Ma, M. T. (1974), *Theory and Application of Antenna Arrays*, John Wiley & Sons, Inc., United States.
- Manara, G., A. Monorchio e R. Mittra (1999), 'Frequency selective surfaces design based on genetic algorithm', *Electronic Letters*, pp. 1400-1401.
- Mandelbrot, B. B. (1991), *Objectos Fractais: forma, acaso e dimensão*, Gradiva Publicações, Lisboa.
- Marcuvitz, N. (1951), *Waveguide handbook*, McGraw-Hill.
- Miller, R. O. (1994), Studies on the Interaction of Waves with Metal Mesh Filters, Master's Thesis, The University of Texas, Dallas, United States.
- Mittra R., C. H. Chan, and T. Cwik (1988), 'Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces - A Review,' *IEEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, pp. 1593-1615.

- Mitra, R. and Dongwoon Lee (2001), 'Analysis of a frequency selective surface radome located in close proximity of a phased array antenna', *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, pp. 370-373.
- Merewether, K., R. Mitra, T. Cwik, and T. Wu (1986), 'Relative convergence of the spectral-Galerkin solution for the frequency response characteristics of the Jerusalem cross FSS', *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, pp. 859-862.
- Munk, B. A. (2000), *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, John Wiley & Sons Inc.
- Musa, L. S., P. W. B. Au, E. A. Parker, and R. Langley (1989), 'Sensitivity of tripole and calthrop FSS reection bands to angle of incidence', *Electronics Letters* 25, pp. 284-285.
- Oliveira-Machado, Bruno Eduardo de (2010), *Compensação do Acoplamento Mútuo em Conjuntos de Antenas para DF através do Método da Impedância Mútua de Recepção*, Dissertação de Mestrado, Instituto Militar de Engenharia, IME, Rio de Janeiro, RJ.
- Parker, E. A., S. M. A. Hamdy, and R. J. Langley (1981), 'Arrays of concentric rings as a frequency selective surface', *Electronics Letters*, pp. 880-881.
- Parker, E. A., S. M. A. Hamdy, and R. J. Langley (1983), 'Modes of resonance of the Jerusalem cross in frequency selective surfaces', *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, pp. 203-208.
- Parker, E. A., A. D. Chuprin, J. C. Batchelor, and S. B. Savia (2001), 'GA optimisation of crossed dipole FSS array geometry', *Electronics Letters*, pp. 996-997.
- Ranga, Y., L. Matekovits, K. P. Esselle and A. R. Weily (2011), 'Enhanced gain UWB slot antenna with multilayer frequency selective surface reflector', *International Workshop on Antenna Technology*, pp. 176-179.

- Reed, Jeffrey A. (1997), Frequency Selective Surfaces with Multiple Periodic Elements, Doctor's Dissertation, The University of Texas, Dallas, United States.
- Rumsey, V. H. (1957), 'Frequency Independent Antennas', *IRE National Convention Record*, pp. 114-118.
- Schelkunoff, S. A. (1943), 'A Mathematical Theory of Linear Arrays', *Bell System Tech. Journal*, pp. 80-87.
- Shaker, J. and L. Shafai (1995), 'Removing the angular sensitivity of FSS structures using novel double layer structures', *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, pp. 324-325.
- Silva, P. H. F. e A. L. P. S. Campos (2008), 'Fast and accurate modeling of frequency selective surfaces using a new modular neural network configuration of multilayer perceptrons', *IET Microwave Antennas Propagation*, pp. 503-511.
- Sugitani, T., S. Kubota, M. Hafiz, A. Toya, and T. Kikkawa (2013), 'A breast cancer detection system using 198 ps Gaussian monocycle pulse CMOS transmitter and UWB antenna array', *International Symposium on Electromagnetic Theory*, pp. 372-375.
- Titaouine, M., A. G. Neto, H. Baudrand e F. Djahli (2007), 'WCIP Method Applied to active frequency selective surface', *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, pp. 1-16.
- Topsakal, E. and J. L. Volakis (2004), 'Frequency selective volumes for optical spatial filters', *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pp. 230-238.
- Ucar, M. H. B., A. Sondas and Y. E. Erdemli (2013), 'Design of 2 x 2 UWB printed antenna array for see-through-wall imaging', *Computational Electromagnetics Workshop*, pp. 26-27.

- Vardaxoglou, J. C. and E. A. Parker (1983), 'Performance of two tripole arrays as frequency selective surfaces', *Electronics Letters*, pp. 709-710.
- Vardaxoglou, J., A. Hossainzadeh, and A. Stylianou (1993), 'Scattering from two-layer FSS with dissimilar lattice geometries', *IEE Proceedings*, pp. 59-61.
- Visser, Hubregt J. (2005), *Array and Phased Array Antenna Basics*, John Wiley & Sons Ltd., England.
- Wahid, M. and S. Morris (1992), 'Metal radomes reduced RCS performance', *GEC Journal of Research*, pp. 166-171.
- Wakabayashi, H., M. Kominami, H. Kusaka, and H. Nakashima (1994), 'Numerical simulations for frequency selective screen with complementary elements', *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, pp. 477-482.
- Wolansky, D., P. Vsetula, J. Puskely and Z. Raida (2013), 'Broadband small patch antenna array for Ka-band application', *7th European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 907-910.
- Wu, T. K. (1994), 'Four-Band frequency selective surface with double-square-loop patch elements', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1659-1663.
- Wu, T. K. (1995), *Frequency selective surface and grid array*, John Wiley & Sons, New York, E.U.A.
- Yagi, H. and S. Uda (1926), 'Projector of the sharpest beam of electric waves', *Proc. Imperial Academy Japan*, pp. 49-52.
- Yagi, H. (1928), 'Beam transmission of the ultra short waves', *Proc. IRE*, vol. 16, pp. 715-741.

- Yang, Fan and Yahya Rahmat-Samii (2009), *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*, Cambridge University Press, London.
- Yongxing, Che (2010), 'Design of multiple FSS screens with dissimilar periodicities for directivity enhancement of a dual-band patch antenna', *International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory*, pp. 319-322.
- Yuan, Ning, Xiao Chun Nie, Yeow Beng Gan and Tat Soon Yeo (2006), 'Analysis of antenna arrays with finite frequency selective surfaces', *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-6.
- YueHui, Cui, RongLin Li and Peng Wang (2013), 'Novel Dual-Broadband Planar Antenna and Its Array for 2G/3G/LTE Base Stations', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1132-1139.
- Zhang, Hui, Zengri Li, Junhong Wang, Xueqin Zhang and Yaoqing Yang (2013), 'An insert-fed Ku-band microstrip antenna array for DBS application', *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference*, pp. 195-198.