MARCELO BENDER PEROTONI

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE LENTES
DISCRETAS**

Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Doutor em Engenharia.

São Paulo
2005

MARCELO BENDER PEROTONI

PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE LENTES DISCRETAS

Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Doutor em Engenharia.

Área de concentração:
Microeletrônica

Orientadoras:
Dra. Denise Consonni (USP)
Dra. Zoya Popovic (UC-USA)

São Paulo
2005

FICHA CATALOGRÁFICA

Perotoni, Marcelo Bender

Projeto e desenvolvimento de lentes discretas / M.B. Perotoni. -- São Paulo, 2005.

113 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Antenas de microondas 2.Lentes discretas 3.Redes de antenas de microondas I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao pessoal da USP que me auxiliou neste trabalho. Professora Denise, pela paciência e dedicação, professor José Kleber pela motivação, conhecimento e dinamismo e professor Sílvio Ernesto Barbin, cujos conselhos e juízos foram de muito mais valia para mim do que ele pode vir a imaginar.

Presto meus agradecimentos também à CAPES, pelo auxílio concedido na forma da bolsa de doutorado e de estágio no exterior (processo número BEX0349).

Meus sinceros agradecimentos ao pessoal do Laboratório de Antenas Ativas da Universidade do Colorado, que me honraram com a possibilidade de lá estagiar. A professora Zoya Popovic, invulgar exemplo de dedicação, sucesso e trabalho persistente conjugado com simplicidade e humanidade. Ao Dr. Sébastien Rondineau, por todo auxílio e paciência em ser meu parceiro, amigo e mentor neste período. A todo o resto do pessoal do laboratório, exemplos de companheirismo, dedicação e simplicidade: Srdjan Pajic, Milos Jankovic, Qianli Mu, Milan Lukic, Narisi Wang, Christie Walsh, Jack Loui, R. Saravanan, Michael Buck, Jason, Allan e todos os outros com quem dividi essa magnífica experiência.

Meus agradecimentos especiais a Steven Katz e Edeline Fotheringham, que me acolheram de forma singular e tornaram amena a transição à outra cultura e outra língua.

SUMÁRIO

LISTA DE SÍMBOLOS

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

RESUMO

ABSTRACT

1	Introdução	1
1.1	Aplicações de estruturas de lentes operando como antenas em sistemas de comunicação	2
1.2	Refletores parabólicos	4
1.3	Refletores planares	6
1.3.1	Redes Refletoras	6
1.4	Estruturas periódicas e redes	8
1.5	Lentes	9
1.5.1	Lentes restritas	9
1.5.2	Lentes dielétricas	14

1.5.2.1	Lente de perfil	14
1.5.2.2	Lentes com gradiente de índice	16
1.5.2.3	Lentes perfeitas	19
	Bibliografia	20
2	Propriedades gerais de lentes discretas (DLAs - <i>discrete lens arrays</i>)	23
2.1	Lente restrita baseada em antenas de microlinha: teoria e projeto	23
2.1.1	Perdas em Lentes restritas baseadas em tecnologia de microlinhas	29
2.2	Programa computacional aplicado no projeto de lentes discretas	39
2.3	O DLA e a transformada discreta de Fourier	44
	Bibliografia	47
3	Projeto de um DLA para a banda X (8,2GHz)	48
3.1	Introdução	48
3.2	Projeto do elemento CP (polarização circular)	50
3.3	Projeto do elemento LP (polarização linear)	55
3.4	Projeto da lente	57

3.5	Simulação do DLA	61
3.6	Construção dos elementos irradiantes	62
3.7	Construção da lente	66
3.8	Estudo de sensibilidade da estrutura do DLA	67
3.9	Medidas da lente	76
3.10	Conclusões	85
	Bibliografia	85
4	Projeto de um DLA para a banda Ka (40GHz)	86
4.1	Motivação	86
4.2	Definições de projeto	87
4.3	Projeto dos elementos irradiantes	89
4.4	Projeto do DLA	91
4.5	Fabricação da lente	93
4.6	Caracterização da lente	94
4.7	Conclusão	101
	Bibliografia	102

5	Conclusão	103
5.1	Análise dos resultados obtidos	104
5.2	Contribuições deste trabalho	105
5.3	Possíveis aplicações dos DLAs projetados	106
5.3.1	Aplicação com apontamento de feixe através da variação da amplitude das antenas alimentadoras	106
5.3.2	Aplicação como antena inteligente	107
5.4	Comparação com outras topologias	109
5.4.1	<i>Phased arrays</i>	109
5.4.2	Refletores parabólicos	110
5.4.3	Lentes dielétricas	110
5.5	Sugestões para trabalhos futuros	111
	Bibliografia	112
	APÊNDICE: Artigos sobre o trabalho da tese	113

LISTA DE SÍMBOLOS

G	Ganho
D	diretividade ou diâmetro
η	eficiência ou índice de refração
λ	comprimento de onda
AF	Fator de rede (<i>array factor</i>)
E	Campo elétrico
H	Campo magnético
ϵ_r	constante dielétrica relativa
F	distância focal
W	retardo de fase
ϵ	erro de diferença de caminho (<i>path length error</i>)
τ	perda no DLA ou ângulo de observação
λ_0	comprimento de onda no vácuo
SO	perda por transbordamento (<i>spill over</i>)
P	potência
J	densidade de corrente
r	distância
E_0	valor máximo do campo elétrico
[S]	matriz de espalhamento
t	espessura
C	capacitância
c	velocidade da luz
ϵ_0	constante dielétrica do espaço livre
ϵ_r	constante dielétrica relativa

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AR	<i>Axial Ratio</i> (Razão Axial)
CAD	<i>Computer Aided Design</i> (Projeto auxiliado por computador)
CP	<i>Circular polarization</i> (Polarização circular)
DLA	<i>Discrete lens array</i> (lente discreta)
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada discreta de Fourier)
FS	<i>Feed side</i> (Face apontando para o ponto focal, onde é localizada a antena alimentadora)
LC	Circuito indutor-capacitor
LHCP	<i>Left hand circular polarization</i> (polarização circular esquerda)
LNA	<i>Low noise amplifier</i> (Amplificador de baixo ruído)
LP	<i>Linear polarization</i> (polarização linear)
MEMS	<i>Microelectromechanical System</i> (Sistemas micro-eletromecânicos)
MMIC	<i>Millimeter wave monolithic circuit</i> (Circuito integrado monolítico de microondas)
NFS	<i>Non-feed side</i> (lado oposto ao alimentador, onde é irradiada uma onda plana)
PLE	<i>Path length error</i> (erro de diferença de caminho)
RHCP	<i>Right hand circular polarization</i> (polarização circular direita)
RF	Radio frequência
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor quadrático médio)
SLL	<i>Side lobe level</i> (Nível do lóbulo lateral)

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Refletor parabólico em corte	5
Figura 1.2	Refletor parabólico dielétrico	5
Figura 1.3	Princípio operacional da rede refletora. A energia incidente em ângulo no plano, proveniente da antena alimentadora, é focalizada em outra direção, após ser retransmitida pela rede de antenas planares mais defasadores associados, em geral linhas de transmissão em curto com comprimento variável.	7
Figura 1.4	Célula básica para a rede refletora ativa descrita em [16]	7
Figura 1.5	(a) Vista de topo da rede com 256 elementos; (b) Vista da rede de alimentação (fendas). (c) Campo distante no plano E, (d) Campo distante no plano H [18].	9
Figura 1.6	Vista em corte de uma lente de placas metálicas (esquerda) e a lente equivalente dielétrica. Notar que enquanto esta apresenta uma estrutura convexa, a outra é côncava.	10
Figura 1.7	Lente restrita com quatro graus de liberdade de projeto: os perfis dos lados FS (<i>feed side</i>) e NFS (<i>non-feed side</i>), a posição relativa entre os elementos em ambos os lados e o comprimento elétrico das linhas de transmissão.	11
Figura 1.8	Antenas Bootlace em diferentes configurações.	12
Figura 1.9	Lente de Rotman [23]. (a) Vista geral (b) Interior detalhado	13
Figura 1.10	Características da mudança de fase imposta a uma onda incidente por uma rede de dipolos lineares. [25]	14

Figura 1.11	Um exemplo de lente elipsoidal alimentada por fenda [26].	15
Figura 1.12	Lente dielétrica alimentada por uma rede planar [27].	15
Figura 1.13	Desenvolvimento didático de um tipo de lente de Fresnel.	16
Figura 1.14	Possíveis funções gradiente da constante dielétrica que produzem lentes dielétricas	17
Figura 1.15	Exemplo do campo distante de uma lente de Lüneburg alimentada por um dipolo de Maxwell. Os diâmetros são 4λ (a), 7λ (b) e 10λ (c)[9].	18
Figura 1.16	Exemplo de lente de Lüneburg operando com duas diferentes antenas, de forma a configurar um sistema de comunicação <i>full-duplex</i> [9].	19
Figura 1.17	Princípio da lente perfeita. Os ângulos de refração são definidos de tal forma a gerar o efeito de foco [34].	19
Figura 2.1	Modelo de uma célula de um DLA baseado no original estabelecido por McGrath [1]. A transmissão entre ambos os lados dá-se por meio de um via (<i>feed-through</i>).	23
Figura 2.2	DLA genérico. Os traços em preto representam sinais oriundos de um dos pontos focais, os em azul mostram sinais relativos a um ponto genérico do arco focal.	24
Figura 2.3	Desenho tridimensional esquemático de um DLA capaz de executar varredura de feixe em 2 dimensões.	26
Figura 2.4	Representação esquemática de um DLA com incidência não normal, com feixe apontando na direção θ , com destaque para o arco focal corrigido $G(\theta)$.	27

Figura 2.5	Comparação entre as curvas focais corrigidas para dois diferentes úmeros F/D.	27
Figura 2.6	Comparação entre as regiões de varredura para duas lentes com dois graus de liberdade. A linha sólida representa um DLA bifocal, a linha tracejada um DLA ϕ -simétrico [3].	29
Figura 2.7	Ilustração da perda por <i>spill-over</i> . A área em vermelho representa energia eletromagnética que não incide no FS do DLA, sendo portanto, desperdiçada.	30
Figura 2.8	Distribuição mostrando o campo normalizado ao longo de uma lente simétrica com 97 elementos (cujo projeto virá a ser discutido no capítulo 3), considerando uma antena alimentadora tipo <i>patch</i> posicionada em $(\theta, \phi) = (0^\circ, 0^\circ)$. O campo distante da antena de microlinha segue a fórmula analítica apresentada em [5]. A figura mostra que a antena <i>patch</i> , em virtude de sua maior diretividade, apresenta uma variação relativa do campo elétrico incidente maior que uma antena isotrópica ideal.	31
Figura 2.9	Representação de uma rede linear de fontes puntiformes e isotrópicas dispostas ao longo do eixo z . O campo distante está sendo observado na direção dada pelos vetores r_i , que fazem um ângulo τ com o eixo z , conforme mostra a figura.	32
Figura 2.10	Ilustração do ponto de máximo para $N=2$.	33
Figura 2.11	Ilustração do problema para o cálculo da excitação para o caso não uniforme. Para cada antena FS, é calculada, via fórmula de Friis, a amplitude e fase do campo elétrico incidente, considerando a distância genérica d entre a antena no DLA e a antena alimentadora, bem como a diretividade de cada antena. No presente caso, ambas são consideradas antenas <i>patch</i> , com a equação que descreve o campo distante correspondente [5].	35

- Figura 2.12 Ilustração da iluminação não uniforme do DLA. A figura (a) ilustra a disposição dos elementos, com diferentes cores representando o campo elétrico normalizado, de acordo com a escala da barra de cores presente. A figura (b) ilustra os respectivos valores numéricos. 36
- Figura 2.13 Ilustração comparativa entre o Fator de rede do caso da excitação uniforme, em linha sólida, e da excitação não uniforme, linha tracejada. A curva sólida apresenta SLL nitidamente melhor. 37
- Figura 2.14 Gráfico contendo as perdas por transbordamento e iluminação não uniforme em função do número F/D . A linha tracejada representa o total das perdas computadas utilizando a técnica de ótica geométrica, enquanto a linha sólida representa as perdas via fórmula de Friis. A antena alimentadora era uma antena corneta com ganho de 9dB [8]. 38
- Figura 2.15 Comparação entre o diagrama de campo distante simulado (em azul) e medido (em vermelho), obtido para uma lente de 45 elementos operando com antenas *patch dual band*, na frequência de 10GHz [4]. 40
- Figura 2.16 Esquema básico de um DLA e de uma antena alimentadora (chamada antena detetora, para manter consistente com a nomenclatura do programa), com os respectivos ângulos de forma a determinar a intensidade de campo na posição genérica denominada ponto observação no desenho. A antena alimentadora, no desenho, identificada como *detector*, tem coordenadas retangulares (x_d, y_d, z_d) , e está ligada a uma antena genérica no FS de coordenadas (x, y, z) por um vetor $\vec{r}_d$ que forma um ângulo θ_d com a normal ao plano da lente. Cada par de antenas está conectado por uma linha de transmissão que atrasa o sinal de w . A antena genérica no NFS tem coordenadas (x_n, y_n, z_n) e o ponto de observação tem coordenadas (x_o, y_o, z_o) , e a antena está conectada ao ponto de observação por um vetor $\vec{r}_o$ que forma um ângulo θ_o com a normal ao plano 41

da lente.

Figura 2.17	Estrutura de um DLA genérico utilizada para determinar a analogia com a DFT. A antena alimentadora opera aqui como receptora, para facilitar o entendimento.	44
Figura 2.18	Ilustração de uma amostragem não uniforme. Os retângulos simbolizam as antenas distribuídas de forma aleatória na superfície do DLA.	46
Figura 3.1	Ilustração da aplicação potencial do DLA para a banda X. Vários satélites dispostos em diferentes posições podem ser iluminados pelo sistema DLA e respectivas antenas alimentadoras fixas nas correspondentes posições angulares. Outro possível uso é utilizar as diferentes antenas alimentadoras para realizar o <i>tracking</i> de um satélite que tenha sua posição variada ao longo do tempo.	48
Figura 3.2	Desenho do elemento CP com um corte transversal ilustrando as camadas de substrato associadas. O elemento possui dimensões aproximadas de $(21 \times 21) \text{ mm}^2$.	50
Figura 3.3	Razão axial para o elemento CP operando na frequência de 8,28GHz. Em 0° a razão axial (AR) apresenta o valor de 0,18dB, enquanto que em 60° vale 5,22dB.	51
Figura 3.4	Perda de retorno para o elemento CP utilizando acoplamento por fenda.	52
Figura 3.5	Ganho em dBi para o elemento. O melhor valor para o ganho (-9dBi) ocorre em 0° .	52
Figura 3.6	Vista 3D do elemento CP com acoplamento realizado por via.	53
Figura 3.7	Dimensões em milímetros do elemento CP alimentado através de via.	53

Figura 3.8	Perda de retorno simulada do elemento CP alimentado por via.	54
Figura 3.9	Razão axial simulada do elemento CP utilizando uma alimentação através de via, para a frequência de 8,2GHz. Em 0° o AR foi de 0,23dB, enquanto que em 60° seu valor foi de 2,8dB.	54
Figura 3.10	Perda de retorno do elemento CP simulada com o software Zeland IE3d.	55
Figura 3.11	AR simulado com o software IE3d relativo à antena CP.	55
Figura 3.12	Dimensões em milímetros do elemento LP (7,3 x 7,3 mm).	56
Figura 3.13	Perda de retorno simulada relativa ao elemento LP da figura 3.12.	56
Figura 3.14	Posições dos elementos da lente projetada para a banda X. Os pontos vermelhos são os elementos FS, enquanto os elementos azuis são aqueles que fazem parte da rede NFS. De acordo com as especificações, os elementos NFS apresentam polarização circular e os elementos FS têm polarização linear.	58
Figura 3.15	Simulação apresentando o diagrama de campo distante para o caso com os elementos centrais deslocados de até 0,5mm (traço verde) e o diagrama com o DLA original (traço azul).	59
Figura 3.16	Leiaute final do DLA passivo com 97 elementos. O projeto ocupa uma área de (180x180)mm ² . Os vias têm raio de 0,1mm.	60
Figura 3.17	Corte transversal do DLA.	60
Figura 3.18	Ganho da lente simulada com o software Ansoft Designer [7]. A antena alimentadora está posicionada em 0°. O traço em vermelho mostra o ganho	61

em $\phi=90^\circ$, o traço azul em $\phi=0^\circ$.

Figura 3.19	Razão axial da lente simulada com o software Ansoft Designer [7], a antena alimentadora está posicionada em 0° . O traço em vermelho mostra o ganho em $\phi=90^\circ$, o traço azul em $\phi=0^\circ$.	62
Figura 3.20	Ilustração do mecanismo pelo qual ambas as metades superior (<i>patch</i>) e inferior (<i>stripline</i>) da antena são alinhadas.	63
Figura 3.21	Perda de retorno medida do elemento CP.	64
Figura 3.22	Diagrama de irradiação da antena CP medido na câmara anecóica.	64
Figura 3.23	Ilustração do processo de alimentação da antena utilizando o condutor interno de um conector SMA 2,4mm introduzido no mesmo furo do via.	65
Figura 3.24	Ilustração do processo de construção do DLA executado, dividindo-se a estrutura em duas metades. A camada onde estão impressas as linhas de retardo é reproduzida duas vezes, uma em cada metade da estrutura.	67
Figura 3.25	A simulação envolveu a variação das espessuras t_1 e t_2 . A largura w é 0,17mm, que resulta em 50Ω , para ambas espessuras iguais a 0,254mm.	68
Figura 3.26	Ilustração dos elementos envolvidos nas simulações para estudo do efeito das dimensões dos vias e fendas, e da descentralização do via.	71
Figura 3.27	Ilustração das camadas que compõem o DLA, em corte explodido.	71
Figura 3.28	Ilustração contendo a estrutura completa sendo simulada, com as respectivas portas.	72
Figura 3.29	Ilustração da possibilidade de gravar-se a linha de retardo completa em	73

apenas uma metade do DLA, sendo realizado o contato por meio capacitivo através do polímero. O polímero apresenta uma espessura t .

- Figura 3.30 Ilustração de um alinhamento imperfeito entre as duas *striplines*. Existe um deslocamento relativo de valor d conforme a ilustração sugere. A largura das *striplines* é de 0,17mm, o que resulta numa impedância teórica de 50Ω . 74
- Figura 3.31 (a) estrutura do elemento, contendo a camada do polímero (b) modelo baseado na teoria de circuitos. 75
- Figura 3.32 Fotos do DLA. A rede superior, com os elementos regularmente espaçados, é a rede FS, com elementos de polarização linear. A rede inferior é a rede NFS, com elementos de polarização circular. A dimensão aproximada das superfícies é de $(200 \times 200) \text{ mm}^2$. 77
- Figura 3.33 Foto mostrando detalhe de elemento com problema de fabricação. (a) Vista de um elemento LP com o via descentralizado. Pode-se verificar a antena impressa, com contornos precisos. (b) Detalhe do via descentralizado. 78
- Figura 3.34 Ilustração do arranjo montado na câmara anecóica utilizado para obter o diagrama de campo distante do DLA. A antena alimentadora (operando como receptora), posicionada no ponto focal, é uma antena corneta comum para a banda X; a antena posicionada no campo distante é uma antena corneta cônica banda larga, operando com polarização circular. 79
- Figura 3.35 Ilustração do campo distante obtido a partir da excitação da lente com uma antena corneta LP operando como alimentadora, posicionada no ponto focal, incidência normal. 79
- Figura 3.36 Ilustração do campo distante obtido a partir da excitação da lente com uma antena corneta LP como alimentadora, posicionada no ponto focal, incidências em ângulo. 80

Figura 3.37	Ilustração da medida envolvendo a comparação entre a transmissão através da célula do DLA e através de uma fenda. Na fig. (a), é feita a medida através de uma fenda, que possui a mesma área da célula do DLA. A fenda é realizada numa placa FR4, e o sistema é coberto com absorvedores de forma a evitar a recepção de sinais difratados. Na fig. (b), a mesma medida é realizada com a presença de uma célula do DLA fixada mecanicamente no painel de FR4.	81
Figura 3.38	Ilustração da comparação entre a transmissão através da célula do DLA da banda X e através de uma fenda. Foram empregadas uma corneta banda larga circularmente polarizada e uma antena corneta padrão, linearmente polarizada. A medida foi realizada com uma varredura de frequência entre 7,5GHz e 8,5GHz. Os problemas relativos à diferença de polarização entre as cornetas no caso da transmissão através da fenda foram levados em conta no resultado mostrado acima.	81
Figura 3.39	(A) DLA montando numa moldura. (B) vista da distância entre o DLA e a antena transmissora, localizada no campo distante.	82
Figura 3.40	(A) Montagem do DLA mais superfície focal, montada no eixo do rotor da câmara anecóica. (B) Detalhe das posições das antenas alimentadoras iluminando o FS.	82
Figura 3.41	Medidas do campo distante obtidas a partir de iluminação incidente normal, mostrando as curvas para diferentes frequências, com vistas a obter a frequência cuja curva apresentasse o melhor aspecto.	83
Figura 3.42	Medidas do campo distante obtidas a partir de iluminação incidente em ângulo, com o objetivo de verificar o comportamento do campo distante com operação multi-feixes ao variar a frequência. (A) 8,05GHz (B) 8,10GHz.	84
Figura 4.1	Ilustração do leiaute utilizado na geração das linhas de retardo.	88

Figura 4.2	Ilustração das camadas que compõem o DLA. A espessura t vale 0,127mm. As linhas de retardo localizam-se na face FS, juntamente com os elementos LP.	89
Figura 4.3	(a) Geometria do elemento LP, dimensões em mm. (b) Perda de retorno do elemento, simulada com o software Ansoft Designer [7]. As dimensões são dadas em milímetros.	90
Figura 4.4	(a) Geometria do elemento CP, dimensões em mm. As três cores representam diferentes camadas, o verde simboliza o elemento no NFS, o azul fendas no plano terra e o vermelho a linha de alimentação no lado FS.(b) Perda de retorno do elemento, simulada com o software Ansoft Designer [7].	90
Figura 4.5	(a) Leiaute do FS .(b) Leiaute do NFS. (c) Leiaute do plano terra com as fendas. As dimensões d_x e d_y valem $0,7\lambda_0$ e $2\lambda_0$. O comprimento de onda no espaço livre vale 7,5mm. A área total é de 100cm ² .	91
Figura 4.6	Função de rede simulada para os dois casos, com 1 linha (tracejado) e com 6 linhas (sólida). (a) É apresentado o plano E, onde não é realizado o <i>scanning</i> . (b) É apresentado o plano H, onde é realizada a varredura. No plano H, ambas as curvas praticamente se sobrepõem. Mas no plano E, conforme o número de linhas é aumentado, o número de lóbulos aumenta.	92
Figura 4.7	Ilustração contendo os elementos principais empregados na etapa de medida. A antena alimentadora, um guia de onda WR22 aberto, opera aqui como receptora, e é conectada a um analisador de espectro HP-8565E. Uma antena corneta padrão LP para a banda Ka é utilizada como antena transmissora, e é alimentada por um oscilador sintetizado HP-83650A.	95
Figura 4.8	Detalhe da lente, montada numa moldura de substrato tipo FR4, juntamente com a antena alimentadora, um guia de onda em aberto.	96

Figura 4.9	Montagem da antena transmissora, uma corneta, sendo excitada por um sintetizador.	97
Figura 4.10	Detalhe da superfície NFS do DLA, sendo excitado pela guia em aberto.	97
Figura 4.11	Diagrama de campo distante normalizado para o caso de incidência normal. A linha sólida representa o diagrama obtido a partir da simulação, a linha tracejada, o diagrama medido.	98
Figura 4.12	Esquema básico apresentando o posicionamento relativo entre o DLA e a antena alimentadora para que a medida do campo distante se dê com diversos ângulos de incidência.	99
Figura 4.13	Diagrama de campo distante normalizado, para diferentes ângulos τ .	99
Figura 4.14	Resultados da medida <i>thru</i> , em 40GHz. O gráfico apresenta a comparação entre a medida da potência recebida nas situações com e sem a lente, de acordo com os detalhes apresentados no texto. O eixo horizontal representa a distância entre a lente e a antena alimentadora, para cada caso.	100
Figura 4.15	Esquema básico da medida da influência do DLA na antena alimentadora. É realizada uma comparação, por meio de um analisador de redes HP8510, do parâmetro S11 medido com e sem DLA.	101
Figura 5.1	Ilustração da simulação obtida para a lente de 97 elementos, analisada no cap.3, sendo excitada por duas antenas alimentadoras, posicionadas em 0° e 10° , conforme indica o detalhe. O traço de cor verde simboliza o alimentador posicionado em 0° com uma amplitude relativa de 0,9 e o alimentador em 10° com 0,1; o traço azul simboliza ambos alimentadores com amplitude relativa de 0,5 e o traço de cor preta representa a antena posicionada em 0° sendo excitada com uma amplitude relativa de 0,1 e a posicionada em 10° com 0,9.	107

A simulação apresentou um apontamento de feixe de aproximadamente 5° , entre os casos extremos.

Figura 5.2 Ilustração mostrando as dimensões reais da superfície focal associada ao DLA 108 operando na banda X, apresentado no capítulo 3. Foram distribuídos de maneira uniforme 70 antenas na superfície, de tal forma a cobrir 70 diferentes inclinações do feixe principal.

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	Resultados da simulação da estrutura da figura 3.25 com o software Ansoft Designer	68
Tabela 3.2	Resultados da simulação da estrutura da figura 3.25 com o software Zeland IE3d.	69
Tabela 3.3	Resultados da simulação de uma stripline, conectada a uma antena CP através de um acoplamento com via, na frequência de ressonância.	69
Tabela 3.4	Resultados da simulação com diferentes dimensões do via e do <i>pad</i> .	70
Tabela 3.5	Resultados da simulação de um via sendo disposto fora de centro	70
Tabela 3.6	Comportamento da perda de retorno para diferentes espessuras de polímero	72
Tabela 3.7	Comportamento da perda de retorno para diferentes espessuras de polímero	73
Tabela 3.8	Resultados para uma situação onde as duas <i>striplines</i> não estejam perfeitamente alinhadas.	74

RESUMO

O presente trabalho trata do estudo, projeto, desenvolvimento, construção e medida de lentes discretas planares (DLAs). Estes dispositivos atuam como sistemas irradiantes, especialmente com características multi-feixes. A construção destas lentes utiliza tecnologias compatíveis com a fabricação de circuitos impressos, com alguns detalhes que são característicos da área de antenas e circuitos planares. O estudo aborda as equações de projeto e considerações gerais relativas ao atendimento de especificações técnicas preliminares. Foram desenvolvidas duas lentes discretas, uma na frequência de 8GHz (banda X) e outra na frequência de 40GHz (banda Ka – faixa de ondas milimétricas). São apresentados os resultados de medidas destas duas lentes, que comprovaram a possibilidade de uso em aplicações multi-feixes, bem como seu efeito de foco, análogo ao observado em lentes óticas comuns.

ABSTRACT

The object of this work is the study, design, development, fabrication and measurement of discrete lens arrays (DLAs). These devices act as radiant systems, especially with multi-beam characteristics. Their construction follows the same procedures and techniques normally found in printed circuit fabrication, with some further details that are pertinent to the antenna and planar circuit fields. This study contains the design equations and general remarks as to fulfill preliminary technical specifications. Two real designs were developed, one in the X-band (8GHz) and another in the millimeter range, Ka band (40GHz). Their respective measurement results are presented, which proved their possible application in multi-beam systems, as well as their focusing effect, which is analogous to that observed in common optical lenses.

1. INTRODUÇÃO

Este trabalho trata do projeto, desenvolvimento, construção e medida de lentes discretas (DLAs), em particular de um protótipo operando em 8,2GHz e outro em 40GHz. A tese contém cálculos de projeto, resultados de simulação e detalhes de construção, bem como itens relacionados à aplicação destes dispositivos, tipicamente em situações onde seja desejada a operação como antenas multi-feixes.

Os capítulos que compõem a tese estão divididos da seguinte forma:

Capítulo 1, “Introdução”: consiste numa revisão bibliográfica sucinta. Trata-se de uma abordagem geral sobre estruturas focalizadoras operando como antenas. Comenta-se sobre os tipos de estruturas mais comuns, diferenças entre lentes dielétricas e restritas, e são descritos exemplos de aplicação.

Capítulo 2, “Propriedades Gerais de Lentes Discretas (DLAs- *Discrete Lens Arrays*) ”: Analisam-se as equações de projeto de DLAs, as perdas associadas; são realizados comentários mais aprofundados sobre a perda por iluminação não uniforme (*taper*) e por transbordamento (*spill-over*). Analisam-se os pontos críticos do sistema, tais como a influência de alguns dados de projeto no desempenho final do DLA. Como aspecto teórico, é demonstrado que o DLA executa uma operação de DFT (transformada discreta de Fourier) na onda incidente, em *hardware* e em tempo real.

Capítulo 3, “Projeto de um DLA para a banda X (8,2GHz)”: Trata do projeto, desenvolvimento e teste do DLA operando na banda X. São analisadas as especificações exigidas pela NASA, agência financiadora e requisitante do estudo, para o protótipo. A seguir, os elementos individuais são projetados, e o projeto da lente é analisado, finalizando com as medidas realizadas em câmara anecóica. É realizado um estudo sobre as imperfeições na implementação do protótipo, na forma de uma avaliação da sensibilidade do desempenho da lente em função dos vários diferentes dados de projeto.

Capítulo 4, “Projeto de um DLA para a banda Ka (40GHz)”: Trata do projeto, desenvolvimento e construção de um DLA operando na banda Ka. O capítulo inicia-se com a motivação do projeto do DLA em frequências milimétricas, e em seguida são apresentados o projeto e simulação dos elementos individuais. O projeto da lente é analisado, juntamente com as técnicas de fabricação utilizadas, dentro do ambiente de sala limpa. O capítulo é

finalizado com a medida do protótipo em câmara anecóica, e a comparação com o desempenho esperado.

Capítulo 5, “Conclusão”: São avaliados os resultados obtidos, é feita a comparação dos mesmos frente às especificações iniciais, e são citados desafios tecnológicos futuros envolvendo o tema de DLAs. É realizada uma comparação com alternativas comerciais, tais como *phased arrays*, para aplicações como antenas multi-feixes.

1.1 Aplicações de estruturas de lentes operando como antenas em sistemas de comunicação

O atual estado da tecnologia na área de comunicação de dados oferece uma grande gama de aplicações, beneficiando-se da produção em massa de equipamentos com alto nível de integração que, a despeito da alta complexidade apresentam custo relativamente baixo. Tal oferta de aplicações criou um novo conceito de conectividade global [1]: em qualquer parte, a qualquer hora e para qualquer um. Por exemplo, telefones celulares de baixo custo são acessíveis a grande parcela dos consumidores, tendo se tornado até mesmo artigo de necessidade. Mesmo com baixo custo e de consumo massificado, assinantes têm a seu dispor serviços que vão além da mera transmissão de voz, mas abrangendo também todas as facilidades inerentes à transmissão de dados digitais, tais como acesso à internet, transferência de arquivos musicais, câmeras digitais, etc. Da mesma forma, redes sem fio (*wireless data networks*) têm se tornado comuns em escritórios, tornando ágil e barata a comunicação com demais computadores da corporação. Dessa forma, tais redes contribuem sobremaneira para a maior eficiência e competitividade empresariais, vitais em economias globalizadas e altamente integradas.

Toda essa grande oferta de novas aplicações requer, evidentemente, uma infra-estrutura à altura. As portadoras presentes nos serviços de comunicações digitais encontram-se na faixa de microondas (0,8-0,9GHz; 1,9GHz; 2,4GHz e 5,7GHz), com dezenas de MHz de banda. Para prover os serviços acima referidos em uma banda relativamente estreita, sofisticadas técnicas de codificação são empregadas, mas ainda de forma insuficiente. Ocorre concomitantemente um crescente movimento de serviços em direção a frequências mais altas, as quais têm capacidade de transmitir maiores quantidades de informações e também não estão congestionadas como a faixa de microondas. O custo dessas soluções, contudo, tende a crescer juntamente com a frequência de operação, e assim, novas soluções são objetos de pesquisas.

Dentro deste contexto, lentes e dispositivos que são capazes de prover efeito de foco, possuem um importante papel como antenas. Se além das características típicas de antenas for considerado que lentes envolvem uma operação de transformada de Fourier [2], mapeando os diferentes ângulos de incidência da fonte em posições na região focal, é possível que as mesmas sejam empregadas como uma unidade de pré-processamento analógica veloz e poderosa. Além disso, a capacidade de lentes, operando como antenas, de prover diversidade de frequência (transmissão/recepção em diferentes frequências) e diversidade espacial (antenas deslocadas espacialmente uma da outra, recebendo o mesmo sinal) contribui para torná-las atraentes soluções tecnológicas em determinados casos.

Como exemplos de aplicações de lentes, podemos citar os seguintes:

- Uma lente do tipo Rotman foi utilizada como elemento irradiante em um sistema de controle inteligente para automóveis [3], na faixa de 77GHz. A lente, implementada em um substrato flexível com 5mm de espessura, é excitada por um conjunto de antenas *patch*, conectadas à estrutura formadora de feixe associada (*beamformer*). A necessidade do uso da lente justifica-se como um meio de se atingir uma boa isolamento entre as diferentes antenas receptoras, já que o sistema tem característica multi-feixe, desta forma aliviando a etapa de processamento posterior, e por consequência aumentando o grau de sensibilidade dos circuitos receptores.
- Rebeiz [4] destaca um grande número de tópicos de interesse na faixa de ondas milimétricas e terahertz, e a presença de lentes como bloco inicial (*front-end*) em receptores aparece em aplicações tais como sistemas de imagem (*imaging*), como elemento que possui a função de focar e concentrar a energia em um plano focal composto pelos elementos detectores.
- Popovic e seu grupo na Universidade do Colorado empregou lentes discretas em uma grande variedade de situações. Em conjunto com o Departamento de Física da mesma universidade, foi desenvolvido um sistema empregando processamento de sinais por meio de um circuito ótico holográfico, cujo bloco inicial era composto por uma lente discreta, projetada na frequência de 10GHz, para efetuar a separação dinâmica de sinais provenientes de diferentes posições [5]. Outra aplicação compreendeu uma lente discreta, operando na faixa de 25GHz, para comunicação com satélites [6]. Uma vez que se tratava de uma lente, a sua operação multi-feixe

foi explorada, de forma a estabelecer contato com satélites posicionados em diferentes pontos no espaço. Esta lente apresentou ainda a capacidade de ter seu feixe apontado, por meio da variação da amplitude com que as antenas alimentadoras presentes na área focal eram excitadas. Outra aplicação de lentes discretas realizada na referida universidade foi utilizar a lente agregada a elementos ativos, de forma a gerar amplificação do sinal de 10GHz no espaço livre, sem o uso de divisores e combinadores de potência [7]. Desta maneira, uma antena alimentadora posicionada no foco da lente ilumina um dos lados da lente; o sinal é amplificado por cada antena da rede e retransmitido com ganho de potência pelas antenas posicionadas na outra face.

- Outra aplicação bastante comum de lentes, especialmente do tipo dielétricas, é a cobertura *indoor*, especialmente para redes sem fio de alta velocidade. A referência [8] estuda uma proposta de projeto de lentes dielétricas 3D para este fim, na frequência de 62,5GHz. Lentes são atrativas nesta aplicação, pois permitem uma cobertura seguindo um diagrama de campo distante pré-estabelecido, o qual é função das características particulares do ambiente interno, e, além disso, têm dimensões adequadas e construção não complexa para a faixa de ondas milimétricas, utilizada de forma a prover a alta taxa de transferência de dados desejada pelos serviços de rede.

As próximas seções deste capítulo têm o objetivo de rever algumas das mais relevantes estruturas de antenas e lentes nas faixas de microondas e ondas milimétricas.

1.2 Refletores parabólicos

De maneira geral, refletores parabólicos são aplicados em situações onde haja a necessidade de alto ganho, baixo custo e baixos níveis de polarização cruzada. A superfície metálica apresenta um perfil parabólico que concentra o feixe de ondas planas em um ponto, chamado de foco, como ilustrado na figura 1.1.

Fig. 1.1 Refletor parabólico em corte

Se o diâmetro do refletor é D e a eficiência η , seu ganho pode ser definido como [9]:

$$G = \eta \left[\frac{\pi D}{\lambda} \right]^2 \quad (1.1)$$

Existe a possibilidade de se aumentar o desempenho de refletores parabólicos usando materiais dielétricos ao invés de ar, de forma que o processo de projeto apresenta outro grau de liberdade: além do perfil geométrico, a permissividade do material [10]. A figura 1.2 ilustra um exemplo desse dispositivo.

Fig. 1.2. Refletor parabólico dielétrico [9].

1.3 Refletores planares

Antenas projetadas para aplicações espaciais e para serem embutidas em satélites devem ser preferencialmente planares e leves. A construção de estruturas planares beneficiou-se amplamente das técnicas originadas na área de microeletrônica, de forma que os mesmos procedimentos utilizados para a fabricação de circuitos integrados com alto nível de eficiência (*yield*) e baixo custo podem ser aplicados na construção de antenas, eventualmente permitindo até a integração de elementos radiantes com circuitos ativos, o que se convencionou chamar de antenas ativas [9].

A técnica planar de construção de antenas foi investigada originalmente em 1968 [11], dada a necessidade de se atingir altos níveis de potência conjugados a elevadas frequências. No referido caso, uma rede de 100 dipolos montados sobre um plano terra foi construída, cada dipolo sendo alimentado por um amplificador a estado sólido. A rede atingiu 100W de potência à frequência de 410MHz. Contudo, a alternativa de se disporem amplificadores em paralelo conectados por combinadores de potência apresenta a principal desvantagem de que as perdas aumentam com o número de elementos de forma exponencial [12], o que acaba por limitar a máxima potência que pode ser obtida. Assim, a denominada técnica quasi-óptica aparece como alternativa. Esta técnica consiste basicamente em uma rede de antenas conectadas a amplificadores que interceptam uma onda plana e produzem a amplificação do sinal diretamente no espaço livre, sem o uso de combinadores. Em [13], um amplificador de potência operando no espaço livre entrega 120W na banda X, utilizando 24 MMICs contendo PAs comerciais na tecnologia de GaAs. Na banda Ka, foi obtido 0,3W [14], com uma rede 6x6 elementos, associada a amplificadores MMIC comerciais.

Os refletores planares podem ainda ser montados no formato denominado de *reflectarray*, ou redes refletoras.

1.3.1 Redes Refletoras

Redes refletoras combinam as características de ambos refletores e redes de antenas [15]. São compostos de uma rede de antenas, em geral dipolos ou *pitches*, impressos em algum substrato dielétrico de espessura fina. Uma antena alimentadora ilumina a rede cujos elementos são projetados de forma a espalhar a onda incidente em outra direção, conforme indicado na figura 1.3.

Fig. 1.3 Princípio operacional da rede refletora. A energia incidente em ângulo no plano, proveniente da antena alimentadora, é focalizada em outra direção, após ser retransmitida pela rede de antenas planares mais defasadores associados, em geral linhas de transmissão em curto com comprimento variável.

Redes refletoras podem apresentar ganhos de potência, com a inclusão de amplificadores. A figura 1.4 ilustra uma célula que constitui o bloco básico de uma rede refletora ativa [16], projetado para a banda X. Notar a presença de uma antena *patch* operando em duas bandas alimentada por fenda, de forma a minimizar a área ocupada, e também isolar o elemento radiante dos circuitos ativos e correspondentes microlinhas de transmissão associadas. Ademais, ambos os lados, recepção e transmissão, estão isolados mutuamente pelo uso de ondas com polarização ortogonal, diminuindo o risco de oscilações espúrias.

Fig. 1.4 Célula básica para a rede refletora ativa descrita em [16]

Em comparação a refletores parabólicos, redes refletoras têm baixo custo, devido ao fato dos mesmos serem planares, mas ao mesmo tempo possuem banda de operação mais estreita [15]. São usadas preferencialmente quando é possível compensar a construção mecânica mais fácil pela banda estreita, em comparação às antenas parabólicas.

1.4 Estruturas periódicas e redes

Estruturas periódicas apresentam um relevante número de propriedades, entre elas o efeito de foco e diretividade. Tal propriedade deriva dos campos que são gerados por correntes que podem ser descritas por modos de Floquet [9], os quais se propagam em uma direção se o componente do vetor de onda nessa direção é real. Caso o mesmo seja imaginário, trata-se de um modo evanescente. Outra forma de visualizar a propriedade de diretividade que uma estrutura periódica apresenta é notar que o campo elétrico distante de uma abertura está relacionado com a transformada de Fourier da mesma [17].

Redes de antenas são típicos exemplos de estruturas periódicas. São usualmente compostas por um grupo de elementos radiantes espaçados de maneira homogênea, de forma tal que o ganho se torna maior que aquele proveniente de um simples elemento. Se o elemento radiante tem uma resposta no campo distante descrita por $E_{el}(\theta, \phi)$, a resposta em campo distante da rede completa pode ser escrita como [17]:

$$E_{rede} = AF(\theta, \phi)E_{el}(\theta, \phi) \quad (1.2)$$

onde $AF(\theta, \phi)$ corresponde ao fator de rede (*array factor*), o qual depende de itens tais como distância entre os elementos e a fase/amplitude relativa com a qual os diferentes elementos radiantes são alimentados. Redes de antenas proporcionam uma boa alternativa para a obtenção de feixes altamente diretivos, de acordo com a equação (1.2). A figura 1.5 ilustra uma rede de 256 antenas *patch* alimentadas por fendas [18], e o correspondente campo distante nos planos E e H, na frequência de 60GHz. O ganho medido foi de 25dB, com uma eficiência de 20%. O fato das antenas serem alimentadas por fendas é justificado pela necessidade de isolar a radiação espúria proveniente das linhas de alimentação daquela originada pelas antenas, o que constitui um sério problema no projeto de redes de antenas.

Fig. 1.5 (a) Vista de topo da rede com 256 elementos (b) Vista da rede de alimentação (fendas)
(c) Campo distante no plano E (d) Campo distante no plano H [18]

1.5 Lentes

Lentes podem ser divididas em dois grupos: lentes restritas (*constrained lenses*) e lentes dielétricas.

1.5.1. Lentes restritas

O mais antigo exemplo de lente restrita de que se tem notícia foi construído com uma pilha de placas metálicas, formando um conjunto de guias de onda de placas paralelas [19]. Foi desenvolvido durante a segunda grande guerra, com o objetivo de melhorar o desempenho dos sistemas de radar então existentes. A palavra restrita origina-se do fato de que uma onda incidente em uma face da antena é forçada a seguir por caminhos restritos (através de linhas de transmissão), ao invés de seguir a lei de Snell. O princípio físico no qual tal processo está baseado é o da criação de um dielétrico artificial, no qual a velocidade de fase da energia eletromagnética é diferente daquela do ar. O índice de refração relativo η_r de duas placas metálicas distantes entre si por uma distância a é dado por [19]:

$$\eta_r = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} \quad (1.3)$$

Uma vez que a velocidade de fase no guia de onda é maior do que no ar, a lente formada por placas paralelas será mais espessa nas bordas, ao passo que a lente ótica dielétrica comum é mais espessa no centro, conforme indicado na figura 1.6.

Fig. 1.6 Vista em corte de uma lente de placas metálicas (esquerda) e a lente equivalente dielétrica.

Notar que enquanto esta apresenta uma estrutura convexa, a outra é côncava.

Em 1957 Gent introduziu a antena Bootlace (*Bootlace Aerial*) [21], cujo desenvolvimento marcou um passo significativo no entendimento e na técnica de lentes restritas. O dispositivo foi montado a partir de dipolos dobrados colocados em duas superfícies e interligados por linhas de transmissão com baixa dispersão, com um plano terra entre estas duas superfícies. A figura 1.7 ilustra a idéia básica desta antena.

Fig. 1.7 Lente restrita com quatro graus de liberdade de projeto: os perfis dos lados FS (*feed side*) e NFS (*non-feed side*), a posição relativa entre os elementos em ambos os lados e o comprimento elétrico das linhas de transmissão.

É possível identificar na figura 1.7 que as linhas de transmissão conectando as antenas em ambos lados são maiores no centro do que nas bordas, caso semelhante ao de lentes dielétricas. Nesta antena, o projetista dispõe de quatro graus de liberdade para gerar a propriedade desejada do foco:

1. o perfil geométrico do FS, ou seja, aquele que está voltado às antenas alimentadoras;
2. o perfil geométrico do NFS, que transmitirá uma onda plana;
3. a posição relativa entre os elementos em ambos os lados;
4. o comprimento elétrico das linhas de transmissão.

Várias configurações diferentes para a mesma antena Bootlace foram posteriormente apresentadas [21], e estão dispostas na figura 1.8.

Fig. 1.8 Antenas Bootlace em diferentes configurações [21].

O desenho (a) na figura 1.8 mostra a antena Bootlace operando como rede refletora. Os defasadores adicionais ilustrados no desenho (b) são capazes de apontar o feixe em outras direções, ao passo que os atenuadores variáveis podem realizar um controle do SLL (*Side lobe level*). A inserção de amplificadores ilustrada no esquema (c) resulta em uma rede amplificadora ativa, comumente usada em aplicações de combinação espacial de potência. O esquema (d) mostra uma aplicação onde existe uma isolamento entre as duas polarizações presente nas duas faces, tornando o sistema mais estável, no sentido de evitar oscilações.

A lente mais popular, entretanto, é a Lente de Rotman, originalmente desenvolvida em 1963 [22], numa tentativa de obter operação multi-feixe juntamente com apontamento. A mesma possui três pontos focais, um no centro e outros dois posicionados simetricamente ao longo do eixo. Os graus de liberdade são o perfil da antena, a posição relativa e as diferenças de fase entre os elementos. A figura 1.9 ilustra uma unidade operando em 38,6GHz [23]. As ondas eletromagnéticas são forçadas a seguir caminhos definidos pelos guias de onda de placas paralelas. Uma vez que a geometria da estrutura gera a diferença de fase apropriada entre os elementos radiantes, o feixe de saída apresenta-se focado, emulando uma lente dielétrica.

Fig. 1.9 Lente de Rotman [23]. (a) Vista geral (b) Interior detalhado.

A referência [3] apresenta uma aplicação da Lente de Rotman como bloco inicial de um sistema de radar automotivo, operando na frequência de 77GHz.

De forma a contornar os problemas associados com a lente de Rotman (dificuldade de fabricação, estrutura não planar), McGrath[24] desenvolveu uma estrutura planar capaz de produzir foco, gerado pelas linhas de transmissão que produzem a diferença de fase, bem como a posição relativa entre os elementos radiantes. O capítulo 2 detalha com mais profundidade a lente de McGrath.

Outra tentativa de gerar o efeito de foco utilizando estruturas planares emprega uma rede de dipolos impressos, os quais impõem uma defasagem à onda eletromagnética, cujo valor é função do comprimento dos dipolos em relação ao comprimento de onda do sinal incidente [25], conforme ilustra a figura 1.10. Com a superposição de sucessivas camadas com redes de dipolos de diferentes comprimentos e, por conseguinte, impondo diferentes valores de defasagem à onda incidente, torna-se possível emular o efeito de uma lente comum, de forma simples e barata. O processo também apresenta a vantagem de ser planar, e valer-se de técnicas de construção de circuitos impressos.

Fig. 1.10 Características da mudança de fase imposta a uma onda incidente por uma rede de dipolos lineares. [25]

1.5.2 Lentes dielétricas

O uso de estruturas de ondas guiadas não é mandatório para produzir as necessárias diferenças de fase que geram o efeito de foco. É também possível explorar as características da propagação de ondas eletromagnéticas através de um material com índice de refração diferente de um. A seguir são detalhadas as estruturas de lentes dielétricas: lentes de perfil (*profiled lenses*) e lentes com gradiente de índice, além do conceito de lente perfeita.

1.5.2.1 Lentes de perfil

As lentes de perfil derivam diretamente dos conceitos da área de ótica geométrica e geram efeitos de foco a partir do uso de formatos côncavos e convexos, de acordo com figura 1.11 [26]. Nesse dispositivo, o perfil é otimizado de forma a gerar o feixe em formato de lápis (*pencil beam*), indicativo de elementos radiantes de alta diretividade. A lente é alimentada por antenas do tipo fenda, conforme mostra esta figura.

Fig. 1.11 Um exemplo de lente elipsoidal alimentada por fenda [26].

A figura 1.12 ilustra o esquema de uma lente operando em 250GHz, alimentada por uma rede planar associada a uma lente objetiva duplamente convexa, de forma a gerar o efeito de foco [27]. Lentes dielétricas são atraentes em altas frequências (tipicamente ondas milimétricas), nas quais suas dimensões e peso reduzem consideravelmente.

Fig. 1.12 Lente dielétrica alimentada por uma rede planar [27].

Lentes óticas dielétricas também podem ser usadas na faixa de microondas, a despeito das mesmas apresentarem grandes dimensões e serem de construção complexa. Além desses inconvenientes, uma vez que a quantidade de energia interceptada pela lente é proporcional à superfície da mesma, se for desejada uma grande superfície (um raio de grandes dimensões), sua espessura também aumenta, produzindo um dispositivo indesejavelmente grande e com grandes perdas por absorção de energia no material dielétrico. Contudo, uma vez que uma

mudança de fase igual a 2π não afeta o perfil de radiação, fatias de espessura igual ao comprimento de onda guiado (2π) podem vir a ser eliminadas [28]. Este dispositivo é denominado lente de zonas (*zoned lens*), ou lente de Fresnel. O inconveniente deste dispositivo, entretanto, é a banda de operação estreita, uma vez que as fatias são equivalentes a 2π apenas na frequência correspondente. Lentes de Fresnel são, basicamente, um conjunto de anéis anulares concêntricos [29,30]. A figura 1.13 ilustra a idéia básica pela qual uma lente de Fresnel é formada. Espessuras que gerem uma defasagem múltipla de 2π são redundantes para o efeito de foco, e podem vir a ser eliminadas. São mantidas apenas as discretizações que gerem defasagens não redundantes, e posteriormente a estrutura é tornada planar, conforme ilustra a figura. Desta forma, a lente tem seu peso e dimensões diminuídos.

Fig. 1.13 Desenvolvimento didático de um tipo de lente de Fresnel.

1.5.2.2 Lentes com gradiente de índice

A propriedade de gerar efeito de foco pode também ser obtida por meio de estruturas esféricas. A mais simples delas é a chamada lente-K [9], a qual consiste de uma esfera homogênea construída com um material de constante dielétrica relativa igual a 3,5, valor que é obtido através da minimização das diferenças de caminhos óticos presentes na geometria (outros valores de constantes dielétricas podem vir a funcionar da mesma maneira, de acordo com as características de projeto). Se for agregado ao projeto um gradiente no índice, o desempenho pode vir a ser melhorado. A figura 1.14 apresenta as expressões das constantes dielétricas associadas às distribuições de gradiente de índice mais comuns, com a simbolizando o raio da lente e R a distância radial [31,32,33], conforme as equações 1.4, 1.5 e 1.6:

Lüneburg:

$$\varepsilon_r(R) = 2 - \left(\frac{R}{a}\right)^2 \quad (1.4)$$

Eaton:

$$\varepsilon_r(R) = \left(\frac{R}{a}\right)^2 \quad (1.5)$$

Eaton-Lippman

$$\varepsilon_r(R) = \frac{2a - R}{R} \quad (1.6)$$

Fig. 1.14 Possíveis funções gradiente da constante dielétrica que produzem lentes dielétricas.

A lente de Lüneburg apresenta-se como a mais atraente, uma vez que cada ponto em sua superfície comporta-se como um ponto focal ideal, ao passo que a lente de Eaton-Lippmann apresenta um comportamento similar a um espelho omnidirecional. A figura 1.15 ilustra o comportamento do campo distante de uma lente de Lüneburg, conforme seu raio aumenta.

Fig. 1.15 Exemplos do campo distante de uma lente de Lüneburg alimentada por um dipolo de Maxwell. Os diâmetros da lente são 4λ (a), 7λ (b) e 10λ (c) [9].

A lente de Lüneburg usualmente é capaz de prover bom desempenho como elemento destinado a apontamento de feixe (*scanning*), com os associados inconvenientes da mesma possuir grandes dimensões e ser de construção complexa. Eventualmente, a necessidade de gerar um gradiente de índice pode ser eliminada optando-se pelo projeto baseado na chamada lente K-constante [9]. Outra alternativa na construção de uma lente de Lüneburg, de forma a gerar o gradiente definido pela equação (1.4) envolve a confecção de furos na mesma, ou então a usinagem de fatias utilizando diferentes materiais [9]. A complicada construção desta lente, entretanto, é plenamente compensada pelas suas excelentes características. A figura 1.16 ilustra uma possível aplicação onde uma simples lente de Lüneburg é utilizada simultaneamente para transmissão e recepção, em dois canais operando independentemente.

Fig. 1.16 Exemplo de lente de Luneburg operando com duas diferentes antenas, de forma a configurar um sistema de comunicação *full-duplex* [9].

1.5.2.3 A lente perfeita

Um novo tipo de lente, denominada lente perfeita, é baseado em um material com índice de refração igual a -1 . Esta restrição, que significa um meio com impedância igual à do espaço livre, redundará numa transmissão sem perdas (casada) bem como num efeito de foco. A figura 1.17 ilustra um exemplo do princípio desta lente, simulado com um bloco de prata de espessura de 40nm, com frequências na faixa de microondas [34].

Fig. 1.17 Princípio da lente perfeita. Os ângulos de refração são definidos de tal forma a gerar o efeito de foco [34].

Tais propriedades foram previstas teoricamente em 1968 pelo físico russo Victor Veselago [35], a partir da aplicação das equações de Maxwell, sugerindo que certos materiais poderiam vir a ter índices de refração negativos. Tais resultados foram pretensamente observados posteriormente em laboratório. Contudo, tal conceito ainda é bastante

controverso [35,36], contando como argumentos contrários, por exemplo, o fato de campos evanescentes virem a ser amplificados em lâminas infinitamente espessas, além do fato de que alguns princípios físicos tais como velocidade de propagação finita e causalidade seriam violados na presença de materiais dielétricos com índice de refração negativos. Além disso, os experimentos observados em laboratório que viriam a confirmar a teoria de lentes perfeitas ainda não foram aceitos na sua totalidade pela comunidade científica.

Bibliografia

- [1] Forrest J.R.: “Communication networks for the new millennium”, **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 47, pp. 2195-2201, 1999.
- [2] Goodman J.: “**Introduction to Fourier Optics**”, McGraw Hill, 2nd. Edition, 1996.
- [3] Russel M.E., Crain A., Curran A., Campbell R.A., Drubin C.A., Miccioli W.F.: “Millimeter-Wave Radar Sensor for Automotive Intelligent Cruise Control (ICC)”, **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 45, pp.2444-2453, 1997.
- [4] Rebeiz G.M., “ Millimeter-Wave and Terahertz Integrated Circuit antennas”, **Proceedings of the IEEE**, v.80, pp.1748-1770, 1992.
- [5] Fotheringham E., Romisch S., Smith P., Popovic D., Anderson D., Popovic Z., “A lens antenna array with adaptive optical processing”, **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v.50, pp.607-617, 2002.
- [6] Romisch S., Popovic D., Shino N., Lee R., Popovic Z., “Multi-beam discrete lens arrays with amplitude controlled steering”, **IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest**, pp.1669-1672, 2003.
- [7] Hollung S., Popovic Z., “A bi-directional active lens antenna array”, **IEEE Antennas and Propagation Symposium Digest**, pp. 26-29, 1997.
- [8] Fernandes C.A, Anunciada L.M., “Constant flux illumination of square cells for millimeter-wave wireless communications”, **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.49, pp.2137-2141, 2001.
- [9] Rondineau S.:”**Modelisation de Lentilles Spheriques a Gradient d’Indice et Sources Conformes Associees**”, PhD Thesis, University of Rennes 1, 2002.
- [10] Siegel P.H., Dengler R.J.: “A New Millimeter/Submillimeter Wavelength Receiver/Transmitter Front End”, **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v.39, pp. 40-47, 1991.
- [11] Staiman D., Breese M., Patton W.: “New Technique for combining solid-state sources” **IEEE Journal of Solid State Circuits**, v. 3, pg. 238-243, 1968.

- [12] Harvey J., Brown E.R., Rutledge D.B., York R.A.: "Spatial Power Combining for high power transmitters", **IEEE Microwave Magazine**, v. 1, pp 48 –59, 2000.
- [13] Cheng N.S., Jia P., Rensch D.B., York R.A. : "A 120W X-band spatially combined solid state amplifier". **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 47, pp. 2557-2561, 1999.
- [14] Popovic Z., Marshall T., Forman M : "Two Ka Band Quasi-optical amplifier arrays". **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 47, pp. 2568-2573, 1999.
- [15] Pozar D.M., Targonsky S.D, Syrigos H.D.: "Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 45, pp. 287-296, 1997.
- [16] Bialkowski M., Robinson A.W, Song H.J.: "Design, development, and testing of X-band Amplifying Reflectarrays", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 5, pp. 1065-1072, 2002.
- [17] Balanis C.A., **Antenna Theory: Analysis and Design**, Wiley, New York, 1997.
- [18] Lafond O.: "**Conception et Technologies d'Antennes Imprimées Multicouches à 60 GHz**", PhD Thesis, University of Rennes 1, 2000.
- [19] Kock W.E.: "Metal Lens Antennas", **Proceedings IRE**, v. 34, pp. 828-836, 1946.
- [20] Popovic D.: "**Constrained Lens Arrays for communication systems with polarization and angle diversity** ", PhD Thesis, University of Colorado, 2002.
- [21] Gent H.: "The bootlace aerial", **Royal Radar Establishment Journal**, pp. 47-57, 1957.
- [22] Rotman W., Turner R.: "Wide-angle microwave Lens for line source applications", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 11, pp. 623-632, 1963.
- [23] Peterson A.F., Raush O.E.: "Scattering Matrix Integral Equation for the design of a Waveguide Rotman Lens", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 47, pp. 870-878, 1999.
- [24] McGrath D.T.: "Planar Three dimensional constrained lenses", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 34, pp. 46-50, 1986.
- [25] Milne R.: "Dipole Array Lens Antenna", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 30, pp. 704-712, 1982.
- [26] Neto A., Pasqualini D., Tocaffondi A., Maci S.: "Slot coupling in dielectric lens antennas", **IEEE Antennas and Propagation Symposium Digest**, v.4, pp. 2698-271, 1999.
- [27] Filipovic D.F. et al: "Off-axis properties of silicon and quartz dielectric lens antennas", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 45, pp. 760-766, 1997.
- [28] Goldsmith P.F.: "**Quasioptical Systems**", IEEE Press, New York, 1998.
- [29] Bursirk V., Hendrix C.: "The zone plate as a Radio Frequency Focusing Element" **IRE Transaction on Antennas and Propagation**, v. 9, pp. 319-320, 1961.

- [30] Gouker M.A., Smith G.S.: "A Millimeter Wave Integrated Circuit Antenna Based on the Fresnel Zone Plate", **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.40, pp. 968-977, 1992.
- [31] Lüneburg R.K. "**Mathematical Theory of Optics**", Providence, 1944.
- [32] Rozenfeld P.: "The electromagnetic Theory of three dimensional Inhomogeneous lenses", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 24, pp. 365-370, 1976.
- [33] Greenwood A.D., Jin J.M.: "Finite-element analysis of complex axisymmetric radiating structures", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 47, pp. 1260-1266, 1999.
- [34] Pendry J.B.: "Negative Refraction makes a perfect lens", **Physical Review Letters**, v.85, 30 Out. 2000.
- [35] Kakaes K.: "Theorists doubt claims for perfect lens", **Science**, pp. 1380-1381, Mai. 2002.
- [36] Burgess D.S.: "Is there a perfect lens?" **Photonics Technology World**, Jul. 2002.

2 .PROPRIEDADES GERAIS DE LENTES DISCRETAS (DLAs -*DISCRETE LENS ARRAYS*)

2.1 Lente restrita baseada em antenas de microlinha: teoria e projeto

Um DLA baseado em uma estrutura planar foi sugerido por McGrath [1], como previamente comentado na seção 1.5.1. O respectivo projeto apresenta dois graus de liberdade: a posição relativa entre os elementos (antenas) e o comprimento elétrico das linhas de transmissão que conectam as antenas em ambos os planos. Originalmente, McGrath sugeriu antenas de microlinha (*patches*) utilizando um plano terra comum, e as linhas de transmissão, que têm por finalidade implementar as requeridas defasagens elétricas, eram microlinhas, conforme ilustra a figura 2.1. A conexão entre os elementos nos dois lados (*feed side*, FS e *non-feed side*, NFS) pode ser efetuada utilizando vias ou fendas no plano terra. A proposta planar apresenta vantagens de menor custo quando comparada com a antena Bootlace [2], e além disso, ao DLA podem ser agregados elementos ativos, como MMICs.

Fig. 2.1 Modelo de uma célula de um DLA baseado no original estabelecido por McGrath [1]. A transmissão entre ambos os lados dá-se por meio de um via (*feed-through*).

A figura 2.2 ilustra um DLA genérico com as variáveis que estruturam as equações básicas deste DLA planar. Se uma lente com dois pontos focais $(y,z) = -F\cos\theta_0, \pm F\sin\theta_0$ for desejada, as seguintes equações terão de ser satisfeitas, baseadas na igualdade do caminho ótico:

$$\sqrt{F^2 + \rho^2 - 2\rho F \sin \theta_0} + W + r \sin \theta_0 = F + W_0 \quad (2.1)$$

$$\sqrt{F^2 + \rho^2 + 2\rho F \sin \theta_0} + W - r \sin \theta_0 = F + W_0 \quad (2.2)$$

onde F corresponde à distância focal; W à diferença de caminho elétrico entre elementos; W_0 é uma constante arbitrária e r e ρ as coordenadas dos elementos irradiantes nos lados FS e NFS. Os pontos focais serão os pontos onde a energia eletromagnética será focalizada, como no caso de lentes óticas, e nessas posições serão postas as antenas que poderão ser tanto receptoras como transmissoras, de acordo com a aplicação desejada.

Fig. 2.2 DLA genérico. Os traços em preto representam sinais oriundos de um dos pontos focais, os em azul mostram sinais relativos a um ponto genérico do arco focal.

Uma vez que o interesse reside em determinar a posição dos elementos e o respectivo comprimento elétrico das linhas de transmissão, para serem obtidas as fórmulas de projeto, devem-se resolver as equações (2.1) e (2.2) de forma a isolar as variáveis W e ρ , resultando em :

$$\rho = r \sqrt{\frac{F^2 - r^2 \sin^2 \theta_0}{F^2 - r^2}} \quad (2.3)$$

$$W = F + W_0 - \frac{1}{2} \sqrt{F^2 + \rho^2 - 2F\rho \sin \theta_0} - \frac{1}{2} \sqrt{F^2 + \rho^2 + 2F\rho \sin \theta_0} \quad (2.4)$$

Há dois pontos focais perfeitos onde o PLE (*path length error*) é nulo. Contudo, é relevante a caracterização completa em toda extensão angular da lente. De acordo com o esquema apresentado na figura 2.2, o cálculo do PLE relativo a um ponto arbitrário P , localizado a uma distância F do centro da lente a formando com o eixo um ângulo θ será efetuado.

O PLE depende da distância ρ , e pode ser expresso como:

$$\varepsilon = R + W + \Delta L - F - W_0 \quad (2.5)$$

$$\varepsilon = \sqrt{F^2 + \rho^2 - 2F\rho \sin \theta} + W + r \sin \theta - F - W_0 \quad (2.6)$$

A substituição de (2.4) em (2.6) resulta em

$$\begin{aligned} \varepsilon = & \sqrt{F^2 + \rho^2 - 2F\rho \sin \theta} + r \sin \theta - \frac{1}{2} \sqrt{F^2 + \rho^2 - 2F\rho \sin \theta_0} - \\ & \frac{1}{2} \sqrt{F^2 + \rho^2 + 2F\rho \sin \theta_0} \end{aligned} \quad (2.7)$$

O efeito físico do PLE é a desfocalização, a qual por sua vez resulta em [3]:

- Alargamento do feixe principal de radiação da lente (diminuindo por consequência sua diretividade), e
- Aumento no SLL (*side lobe level*), que por sua vez aumenta a figura de ruído do dispositivo. A figura de ruído de antenas está diretamente associada a lóbulos laterais, por onde é absorvida energia de fontes de ruído, mas não é absorvido o sinal de interesse.

A antena alimentadora pode vir a ser posicionada ao longo da região denominada arco focal ótimo $G(\theta)$, onde o valor RMS do PLE é minimizado [1]. Para θ_0 a expressão da referida região resulta em :

$$G(\theta) = F \left[1 + \frac{(\sin^2 \alpha)(\sin^2 \theta)}{2(1 - \sec \alpha)[1 + (\sin \alpha)(\sin \theta)]} \right] \quad (2.8)$$

onde

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{r_{\max}}{F}\right) \quad (2.9)$$

onde $r_{\max}$ é a maior dimensão linear da lente. Quando θ_0 é diferente de zero, o arco focal ótimo pode ser aproximado por:

$$G(\theta, \theta_0) = \sec(\theta_0) G(\theta, 0) \quad (2.10)$$

No caso de uma lente planar, onde existe a necessidade de apontamento de feixe em duas dimensões, as equações de projeto são similares àquelas referentes ao caso linear, onde a varredura é linear, usando-se as expressões (2.1) e (2.2), com r e ρ sendo coordenadas radiais ao invés de coordenadas lineares, conforme sugerido na figura 2.3. Uma vez que se trata de uma lente simétrica, o ponto de foco perfeito torna-se uma superfície cônica de melhor foco.

Fig. 2.3 Desenho tridimensional esquemático de um DLA capaz de executar varredura de feixe em 2 dimensões.

A figura 2.4 ilustra uma vista em corte transversal da lente, mostrando que a superfície focal corrigida $G(\theta)$ não é esférica. É importante a observação de que o vetor de Poynting da onda plana emergente do NFS é colinear com o da frente de onda incidente no FS. Dessa forma, existe a possibilidade de se inserir mais de uma antena alimentadora na superfície focal e o conjunto vir a operar como um sistema multi-feixes.

Fig. 2.4 Representação esquemática de um DLA com incidência não normal, com feixe apontando na direção θ , com destaque para o arco focal corrigido $G(\theta)$.

A figura. 2.5 ilustra uma comparação entre as superfícies focais após o processo de correção de foco, de acordo com a equação (2.8), para dois diferentes números F/D : 1 e 2.

Fig 2.5 Comparação entre as curvas focais corrigidas para dois diferentes números F/D .

Existe ainda a possibilidade de uma lente bifocal tridimensional. Neste caso o dispositivo obedece à seguinte equação para que os caminhos sejam iguais:

$$\sqrt{F^2 + \rho^2 + 2\rho F \cos(\phi_l) \sin(\theta_0)} + W \pm r \sin(\theta_0) \cos(\phi_l) = F + W_0 \quad (2.11)$$

Onde ϕ_l representa a coordenada polar do elemento da rede. As equações de projeto para a lente bifocal são:

$$\rho = r \sqrt{\frac{F^2 - r^2 \sin^2 \theta_0 \cos^2 \phi_l}{F^2 - r^2}} \quad (2.12)$$

e

$$W = F + W_0 - \frac{1}{2} \sqrt{F^2 + \rho^2 - 2\rho F \sin \theta_0 \cos \phi_l} - \frac{1}{2} \sqrt{F^2 + \rho^2 + 2\rho F \sin \theta_0 \cos \phi_l} \quad (2.13)$$

Esta lente tem dois focos localizados em $(r, \theta, \phi) = (F, \theta_0, 0^\circ), (F, \theta_0, 180^\circ)$.

É relevante a observação de que o número de possíveis pontos focais tem relação com o número de graus de liberdade que o projeto possui. Uma lente com um grau de liberdade (por exemplo, apenas a diferença de comprimento das linhas de transmissão) pode ter apenas um ponto focal. Agregando-se a variação da posição relativa entre os elementos, tem-se, por conseguinte dois graus de liberdade, de maneira que pode ser projetada uma lente bifocal. É também possível desta forma, com dois graus de liberdade, o projeto de uma lente ϕ -simétrica, situação particularmente atrativa, pois o projeto de layout é facilitado, uma vez que apenas metade do DLA precisa ser desenhado, sendo a outra metade a mera imagem espelhada da primeira. Contudo, uma lente ϕ -simétrica não possui um ponto focal [3]. Ao invés disso, a mesma apresenta uma superfície cônica onde o erro RMS é minimizado. No caso específico de uma lente ϕ -simétrica com θ nulo, seguindo a convenção angular apresentada na figura 2.4, a mesma apresentará apenas um ponto focal, e nesta específica condição, o projeto será o mesmo para o caso bifocal. A figura 2.6 ilustra uma comparação entre o erro RMS de uma lente bifocal com $\theta=10^\circ$ e um projeto ϕ -simétrico com $\theta=0^\circ$ (com dois graus de liberdade mas com apenas um ponto focal).

Fig. 2.6 Comparação do erro de fase RMS entre as regiões de varredura para duas lentes com dois graus de liberdade. A linha sólida representa um DLA bifocal, a linha tracejada um DLA ϕ -simétrico [3].

Na figura pode ser visualizado que o erro RMS é menor nas proximidades dos focos, para os dois casos, mas a escolha entre as duas configurações depende da aplicação desejada.

Uma confusão comum relativa ao projeto de DLAs é relacionar o desempenho em termos de varredura (*scanning*) ao número de pontos focais que a lente possui. Eventualmente, um projeto com um maior número de pontos focais pode ser a solução para a varredura em uma área extensa, mas o mesmo objetivo pode vir a ser alcançado com uma lente com um único ponto focal [3].

2.1.1 Perdas em lentes restritas baseadas em tecnologia de microlinhas

As perdas associadas com DLAs podem ser divididas em duas categorias [4]. No primeiro caso aparecem aquelas que não dependem do ângulo de varredura:

- Perdas nas linhas de transmissão τ_t ;
- Perdas nas transições verticais τ_r ;
- Perdas nas antenas FS τ_{FS} ;
- Perdas nas antenas NFS τ_{NFS} , e
- Perdas nas antenas localizadas na superfície focal τ_d .

Tais perdas são resistivas, e por consequência agregam ruído ao sistema. A soma das mesmas é denominada τ_l .

No segundo caso encontram-se as perdas que são dependentes do ângulo de varredura θ .

- Perdas por transbordamento (*spill-over*) τ_{SO} ;
- Perdas por iluminação não uniforme (*taper*) τ_{tl} ;
- Perdas por varredura τ_{SC} e
- Perdas diversas (*achievement losses*) τ_a .

As perdas por transbordamento são causadas pela energia radiada pela antena no foco e que não atinge a superfície FS. A figura 2.7 ilustra o mecanismo das perdas por *spill-over*.

A perda por iluminação não uniforme decorre do fato de que a iluminação no FS não é constante ao longo da superfície, dado que a lente não se encontra distante suficientemente do foco de forma a se considerar campo distante, configurado pela incidência de uma onda plana. Uma simulação da variação do campo elétrico ao longo da superfície FS de um DLA é apresentada na figura 2.8, para dois tipos de antenas alimentadoras: antena tipo *patch* e antena isotrópica. Torna-se aparente que antenas com maior diretividade podem não vir a ser uma boa opção, pois acabam concentrando o feixe primariamente na área central da lente.

Fig. 2.7 Ilustração da perda por *spill-over*. A área em vermelho representa energia eletromagnética que não incide no FS do DLA, sendo portanto, desperdiçada.

Fig 2.8 Distribuição mostrando o campo normalizado ao longo de uma lente simétrica com 97 elementos (cujo projeto virá a ser discutido no capítulo 3), considerando uma antena alimentadora tipo *patch* posicionada em $(\theta, \phi) = (0^\circ, 0^\circ)$. O campo distante da antena de microlinha segue a fórmula analítica apresentada em [5]. A figura mostra que a antena *patch*, em virtude de sua maior diretividade, apresenta uma variação relativa do campo elétrico incidente maior que uma antena isotrópica ideal.

Outras perdas, causadas por exemplo, por problemas de descasamento de polarização e demais erros devidos à fase estão incluídas no termo perdas diversas [5]. A perda por transbordamento, contudo, em geral é a causa dominante de perdas em DLAs. As perdas por transbordamento aumentam com o número F/D , o que decorre do fato de que ao aumentar a distância da lente às antenas alimentadoras, a quantidade de energia incidente na superfície da DLA diminui. Contudo, ao diminuir a distância F entre o DLA e antena alimentadora, a perda por iluminação não uniforme passa a dominar, uma vez que a onda incidente afasta-se cada vez mais de uma onda plana. O número F/D ótimo, com vistas a minimizar as perdas, situa-se nas proximidades de 0,5. Entretanto, um projeto com tal distância focal pode, eventualmente, tornar-se impraticável, em razão da grande distância exigida entre os pares de antenas na área externa do DLA.

No caso de uma lente discreta, é interessante analisar a circunstância em que ocorre a máxima diretividade, do ponto de vista da excitação incidente no FS.

Seja a amplitude complexa do campo elétrico incidente em cada antena FS denominada an_i , com i variando de 1 a N (numero total de antenas). Desprezando-se a perda de inserção nas linhas de transmissão, bem como nas transições, definem-se as amplitudes complexas nas

antenas NFS como a_i . Tendo em vista o fato acima mencionado (transições e linhas de transmissão consideradas sem perdas), vale:

$$|an_i| = |a_i|, \forall i \quad (2.14)$$

O efeito de lente consiste em provocar uma frente de onda plana na superfície NFS, causada pelos graus de liberdade do dispositivo (linhas de transmissão, *offset* entre os pares de antenas, posições das antenas). O fator de rede de uma rede de N fontes dispostas em linha ao longo do eixo z pode ser genericamente escrito como:

$$AF(\tau) = |a_1| e^{j\gamma_1} + |a_2| e^{j\gamma_2} + \dots + |a_N| e^{j\gamma_N} = \sum_{i=1}^N |a_i| e^{j\gamma_i} \quad (2.15)$$

onde a_i simboliza a excitação complexa de cada fonte, e γ_i a fase associada a cada elemento, que depende tanto da fase com que cada elemento é excitado como da posição relativa do mesmo, expressa em termos do ângulo de observação τ . Uma vez que o interesse reside no comportamento do campo apontando na direção *broadside* (direção normal à superfície da rede de antenas), tem-se que a fase γ_i é nula [6]. A direção de observação τ simboliza o ângulo formado com o eixo z , conforme mostra a figura 2.9.

Fig. 2.9 Representação de uma rede linear de fontes puntiformes e isotrópicas dispostas ao longo do eixo z . O campo distante está sendo observado na direção dada pelos vetores r_i , que fazem um ângulo τ com o eixo z , conforme mostra a figura.

Em virtude das simplificações que surgem da observação em *broadside*, o campo total nessa direção é a soma do módulo das amplitudes complexas a_i das fontes.

Dessa forma, deseja-se maximizar a soma das amplitudes complexas presentes no NFS mantendo-se a restrição de que a quantidade de energia seja mantida (no caso, normalizada em 1), ou seja, deseja-se determinar:

$$\max \sum_{i=1}^N |a_i| \quad (2.16)$$

com a restrição:

$$\sum_{i=1}^N |a_i|^2 = 1 \quad (2.17)$$

Este problema pode ser analisado considerando o caso simples de $N=2$. A restrição relativa à conservação de energia neste caso, $|a_1|^2 + |a_2|^2 = 1$ define um círculo. O ponto de máximo ocorre quando os termos $|a_i|$ são iguais, conforme mostra a figura 2.10.

Fig.2.10 Ilustração do ponto de máximo para $N=2$.

Isso posto, vale dizer que o máximo de diretividade na direção *broadside* ocorrerá quando o campo elétrico incidente no FS for uniforme, ou seja, quando a amplitude complexa for a mesma em toda superfície, fenômeno semelhante ao caso do campo distante de uma abertura. No caso de uma abertura, o campo distante relaciona-se com a transformada de Fourier do campo presente na abertura [6]. Uma iluminação gradual (*tapered*) pode ser intencionalmente incluída com outros objetivos, entre os quais a diminuição do nível dos lóbulos laterais, mas a diretividade é máxima para amplitude constante no caso de se gerar uma iluminação *broadside*.

É interessante o aprofundamento do estudo relacionado às perdas por transbordamento e iluminação não uniforme, que são particulares não só de DLAs, mas também de redes de antenas em geral (caso da perda por iluminação não uniforme, onde as excitações dos elementos irradiantes gerada por redes divisoras de potência pode vir a apresentar diferenças de amplitude). O caso da perda por transbordamento ocorre ainda em antenas parabólicas, onde a antena alimentadora acaba por iluminar regiões fora do refletor parabólico, sendo esta energia por consequência desperdiçada. É interessante a menção do fato de que, em comparação com antenas parabólicas, DLAs não apresentam perda por bloqueio da antena alimentadora. Com o intuito de explorar mais profundamente o problema destas duas perdas, associadas ao funcionamento de DLAs, foram neste trabalho, simuladas situações comparando o fator de rede para o caso de uma iluminação uniforme e outra real. A simulação está baseada em uma rotina escrita no ambiente Matlab [7], e apresenta caráter geral, sendo aplicável para qualquer rede de antenas planares.

O campo distante gerado por um DLA depende, em última análise, da estrutura geométrica das antenas presentes no NFS, e da sua respectiva excitação. Como verificado anteriormente, a situação ótima para máxima diretividade, ocorre quando a iluminação é uniforme. Entretanto, quão diferente do ótimo é o campo distante para o caso de uma excitação não uniforme? Foram simuladas duas condições:

1. Fator de rede para a situação em que o NFS é excitado de forma uniforme;
2. Fator de rede para a situação onde o NFS é excitado de forma não uniforme (*tapered*).

O caso apresentado no item (2) é calculado de acordo com a Lei de Friis. É computada a potência em cada elemento do FS, uma vez que a distância da antena alimentadora é conhecida (a mesma encontra-se sobre a superfície focal ótima $G(\theta)$ dada por (2.8)), bem como a posição de cada elemento da rede. A antena alimentadora possui uma curva característica de campo distante modelada analiticamente, representada por uma antena *patch*. É importante ressaltar que foram estabelecidas as suposições de que o acoplamento mútuo entre antenas é desprezado, o que pode não ser verdade em situações onde a separação não seja suficientemente grande.

A figura 2.11 ilustra basicamente o cálculo realizado para cada antena no FS.

Fig 2.11 Ilustração do problema para o cálculo da excitação para o caso não uniforme. Para cada antena FS, é calculada, via fórmula de Friis, a amplitude e fase do campo elétrico incidente, considerando a distância genérica d entre a antena no DLA e a antena alimentadora, bem como a diretividade de cada antena. No presente caso, ambas são consideradas antenas *patch*, com a equação que descreve o campo distante correspondente [5].

Para assegurar a conservação de energia, a excitação uniforme é considerada tendo amplitude igual à média aritmética das excitações para o caso com iluminação não uniforme. A lente simulada contém 97 elementos simétricos, separados de $0,5\lambda_0$ entre si. Opera em 8,2GHz, e a antena alimentadora encontra-se a $2,5\lambda_0$ de distância, posicionada em $(\theta, \phi) = (0^\circ, 0^\circ)$.

A figura 2.12 ilustra inicialmente a amplitude normalizada para o caso não uniforme.

(a)

(b)

Fig 2.12 Ilustração da iluminação não uniforme do DLA. A figura (a) ilustra a disposição dos elementos, com diferentes cores representando o campo elétrico normalizado, de acordo com a escala da barra de cores presente. A figura (b) indica os respectivos valores numéricos do campo elétrico normalizado.

É possível estimar as perdas por iluminação não uniforme (comparando-se as diretividades para o caso uniforme e não uniforme), e por transbordamento, perdas dominantes nos DLAs, conforme comentado anteriormente. A perda por transbordamento τ_{SO} é calculada a partir da comparação entre a potência emitida pela antena alimentadora (no presente caso 1W, para simplificar e agilizar o programa) e a potência total absorvida por todos os elementos presentes no FS:

$$\tau_{SO} = \frac{P_{received}}{P_{transmitted}} = \frac{\sum_{i=1}^N P_i}{1} \quad (2.18)$$

Onde P_i representa a potência recebida pelo elemento genérico no FS.

A figura 2.13 ilustra o resultado contendo o corte 2D do campo distante (ϕ nulo) para as duas condições consideradas.

Fig. 2.13 Ilustração comparativa entre o fator de rede do caso da excitação uniforme (linha sólida), e da excitação não uniforme (linha tracejada). A curva sólida apresenta SLL nitidamente melhor.

De posse da matriz descrevendo o fator de rede para os dois casos, é realizada a integração numérica e a diretividade é extraída. Os valores computados para a presente lente com excitação não uniforme são:

Perda por transbordamento: 1,48dB

Perda por iluminação não uniforme: 0,15dB

Hollung [8] elaborou uma metodologia própria para calcular computacionalmente as perdas em DLAs. Foram comparados dois métodos, um baseado no método de Friis e outro em ótica geométrica. O método de Friis basicamente é o mesmo que foi aplicado nas simulações descritas. O método baseado em ótica geométrica foi modificado do original desenvolvido por Collin [9] para antenas parabólicas, para ser aplicado a DLAs, e compreende a aplicação de expressões analíticas envolvendo os diagramas de campo das antenas. A figura 2.14

ilustra uma comparação elaborada para um DLA com 14 elementos, feito por Hollung [8]. Ambos métodos apresentam resultados que diferem entre si em torno de 1dB.

Fig. 2.14 Gráfico contendo as perdas por transbordamento e iluminação não uniforme em função do número F/D. A linha tracejada representa o total das perdas computadas utilizando a técnica de ótica geométrica, enquanto a linha sólida representa as perdas via fórmula de Friis. A antenna alimentadora era uma antenna corneta com ganho de 9dB [8].

Hollung apresentou outras simulações envolvendo os parâmetros da lente e a conseqüente influência nas perdas. Algumas conclusões interessantes podem ser ressaltadas.

- O uso de uma antenna alimentadora com maior diretividade diminui a perda por transbordamento, como seria de se esperar. Contudo, uma antenna alimentadora mais diretiva pode necessitar de uma maior distância da lente, para que ambas estejam no campo distante uma da outra.
- O tamanho da célula básica que compõe o DLA foi avaliado, tendo em vista seu impacto nas perdas. Intuitivamente, é possível assumir que quanto menor for a célula, i.e., ao aumentarmos a densidade de antenas na abertura, a quantidade de energia captada aumentará, e o nível do SLL diminuirá. Contudo, no eventual uso de elementos ativos, a tendência à oscilação aumentará, bem como a dificuldade no posicionamento das linhas de polarização. Outro problema surge devido à geração de calor por circuitos ativos com elementos muito próximos. Uma lente com antenas muito compactadas também apresenta o inconveniente de ser difícil de ser iluminada eficientemente pela antenna alimentadora. As simulações mostraram que um DLA

apresenta ganho aproximadamente constante para uma célula com dimensão entre $0,5\lambda_0$ e $0,8\lambda_0$.

2.2 Programa computacional aplicado no projeto de lentes discretas

Para implementar as equações de projeto de DLAs desenvolvidas por McGrath [1] bem como analisar em primeira ordem o campo distante do dispositivo, foi escrito um programa em Matlab [7] pelos pesquisadores Dr. Sebastien Rondineau e Dr. Darko Popovic, no Laboratório de Antenas Ativas da Universidade do Colorado, Boulder. Algumas modificações foram por mim efetuadas, tais como a análise do apontamento de feixe utilizando dois alimentadores com controle de amplitude, e a extração dos valores de excitação das antenas NFS, para que os mesmos fossem utilizados na simulação em onda completa da rede de antenas NFS.

O módulo do programa que trata da análise do campo distante da lente opera sob os princípios de ótica física, e não considera os efeitos de acoplamento mútuo entre antenas e de ondas de superfície que se propagam na interface ar-dielétrico. A base da ótica física é válida tipicamente para situações onde $\lambda_0 \rightarrow 0$, ou seja, quando as dimensões dos objetos tornam-se grandes em comparação ao comprimento de onda envolvido [10].

No caso da lente a ser descrita no capítulo 3, a mesma possui 97 elementos, e é montada sobre um substrato de constante dielétrica relativa igual a 6,15 com um espaçamento entre antenas de meio comprimento de onda. A lente tem então um comprimento total de 17,4cm, e se considerarmos que o comprimento de onda no espaço livre é de 3,65cm para a frequência de operação de 8,2GHz, temos que a relação entre o tamanho do objeto e o comprimento de onda é igual a 4,7, o que pode ser admitido como razoável dentro dos limites do modelo estabelecido pela ótica física.

A despeito das simplificações assumidas para tornar o programa tratável, os resultados obtidos anteriormente mostraram-se satisfatórios, como ilustra a figura 2.15, extraída da tese do Dr. Darko Popović (para uma lente cilíndrica com 45 elementos, dispostos numa rede de 3 linhas por 15 colunas, com espaçamentos de $0,5\lambda_0$ por $0,8\lambda_0$, número F/D igual a 1,5 e relação entre a dimensão da rede e o comprimento de onda de 9), validando assim o modelo baseado em ótica física.

Fig. 2.15 Comparação entre o diagrama de campo distante simulado (em azul) e medido (em vermelho), obtido para uma lente de 45 elementos operando com antenas *patch dual band*, na frequência de 10GHz [4].

Inicialmente, o projeto da lente é realizado de acordo com as equações estabelecidas por McGrath. O usuário fornece como dados de entrada o número de elementos, a distância focal, o tipo de rede desejada para que sejam dispostas as antenas (retangular, ϕ -simétrica, etc). Com esses dados, a lente é projetada, e um arquivo .mat (nativo do ambiente Matlab) e outro .txt (ascii) são criados, contendo as posições dos elementos em ambos os lados e as respectivas defasagens necessárias. Todo o projeto é normalizado em função de comprimentos de onda, sendo assim independente da frequência de operação. Cabe ao usuário multiplicar os valores fornecidos para as posições dos elementos pelo comprimento de onda no espaço livre, e as defasagens por 360° .

Após a fase de projeto, o usuário pode analisar o campo distante da lente, em outro módulo do programa. A figura 2.16 mostra um esquema básico contendo os elementos constituintes do DLA, os quais são utilizados como parâmetros para o programa.

Fig. 2.16 Esquema básico de um DLA e de uma antena alimentadora (chamada antena detetora, para manter consistente com a nomenclatura do programa), com os respectivos ângulos, para se determinar a intensidade de campo na posição genérica denominada ponto observação no desenho. A antena alimentadora, com coordenadas retangulares (x_d, y_d, z_d) , está ligada a uma antena genérica no FS de coordenadas (x, y, z) por um vetor $\vec{r}_d$ que forma um ângulo θ_d com a normal ao plano da lente. Cada par de antenas está conectada por uma linha de transmissão que atrasa o sinal de w . A antena genérica no NFS tem coordenadas (x_n, y_n, z_n) e o ponto de observação tem coordenadas (x_o, y_o, z_o) , e a antena está conectada ao ponto de observação por um vetor $\vec{r}_o$ que forma um ângulo θ_o com a normal ao plano da lente.

A antena alimentadora, posicionada em algum ponto no arco focal, ilumina um elemento no FS. Uma vez que todas as posições dos elementos são conhecidas, a partir do programa de projeto (síntese), é possível calcular a corrente incidente normalizada em cada elemento no FS. Arquivos auxiliares tipo .mat contém a descrição do campo distante das antenas (*patch* e corneta), em formato matricial. Estas matrizes são compostas por números normalizados (entre 0 e 1) que descrevem o campo distante segundo fórmulas analíticas (método da cavidade para *patches*) presentes na literatura para cada posição angular (θ, ϕ) . A equação do campo distante para o modelo da cavidade requer como entradas as dimensões da antena, constante dielétrica e espessura do substrato. As posições angulares no programa seguem a discretização do intervalo de 1° , para ϕ variando entre 0° e 360° e θ entre 0° e 90° .

Para definir os ângulos de interesse, é utilizado o produto escalar. O produto interno ou escalar entre dois vetores $\vec{A}$ e $\vec{B}$ com componentes espaciais cartesianos (x_A, y_A, z_A) e (x_B, y_B, z_B) é definido como:

$$\vec{A} \cdot \vec{B} = |\vec{A}| |\vec{B}| \cos \theta \quad (2.19)$$

O ângulo de interesse θ é determinado então como:

$$\theta = \arccos \frac{\vec{A} \cdot \vec{B}}{|\vec{A}| |\vec{B}|} = \frac{x_A x_B + y_A y_B + z_A z_B}{\sqrt{x_A^2 + y_A^2 + z_A^2} \sqrt{x_B^2 + y_B^2 + z_B^2}} \quad (2.20)$$

Desta forma são calculados os ângulos entre as antenas presentes no FS e a antena alimentadora, e entre as antenas NFS e o ponto de observação no campo distante.

Se for considerada a antena alimentadora transmitindo, como sugere a figura 2.16, a corrente equivalente para o i -ésimo elemento do FS é calculada como:

$$\vec{J}_{FS}^i = \vec{E}_0 \frac{G_T^E(\theta_d^i) G_{FS}^E(\theta_d^i)}{4\pi \frac{|\vec{r}_d^i|}{\lambda_0}} e^{j\phi_d} \quad (2.21)$$

Onde G_T^E e G_{FS}^E são respectivamente o ganhos relativos ao campo elétrico normalizados da antena alimentadora e da antena presente no FS. Por motivos de simplicidade, as equações apresentam variação em apenas uma direção θ (significando que o diagrama de campo distante das antenas no sistema é simétrico em ϕ). A distância entre a antena alimentadora e um elemento genérico no FS é denominada $\vec{r}_d^i$, e a defasagem associada a cada distância $\vec{r}_d^i$ é ϕ_d^i (definida como $2\pi/|\vec{r}_d^i|$, normalizada em comprimentos de onda no espaço livre). O campo elétrico transmitido pela antena alimentadora $|\vec{E}_0|$ é considerado 1V/m.

A corrente elétrica equivalente nos elementos NFS pode ser escrita no seguinte formato, distinguindo a defasagem adicionada pelas linhas de transmissão, θ_i :

$$\vec{J}_{NFS}^i = \vec{J}_{FS}^i e^{j\phi_i} \quad (2.22)$$

onde as perdas nas linhas de transmissão foram desconsideradas. Assim o formato do campo distante como o produto ponderado da corrente descrita por (2.22) na i -ésima antena NFS com o respectivo ganho, no ângulo θ_0 é dado por:

$$\vec{E}_{NFS}^i = \vec{J}_{FS}^i G_{NFS}^E(\theta_0) \quad (2.23)$$

O campo distante resultante na direção genérica do ponto de observação p pode ser escrito como a somatória da contribuição de todas N antenas do NFS, levando em consideração a fase θ_0 e desprezando perdas causadas pela propagação no espaço livre, devido ao fato de que o interesse é a análise do gráfico normalizado. Ou seja:

$$\vec{E}_p = \sum_{i=1}^N \vec{E}_{NFS}^i e^{j\theta_0^i} = \vec{E}_0 \sum_{i=1}^N \frac{G_T^E(\theta_d^i) G_{FS}^E(\theta_d^i) G_{NFS}^E(\theta_0)}{\frac{4\pi}{\lambda_0} \left| \vec{r}_d^i \right|} e^{j(\theta_d^i + \theta_0^i + \theta^i)} \quad (2.24)$$

O programa então varre o espaço no campo distante, associando diferentes coordenadas esféricas θ e ϕ para o ponto p , na forma de dois laços aninhados (*nested loops*), enquanto que o núcleo do algoritmo aplica a equação (2.24) para todos N elementos. É interessante a observação de que o termo E_0 responde também pela variação do campo com o inverso da distância, que por razões de simplicidade é também omitido. O interesse principal do programa é a visualização do diagrama de campo distante, de forma tal que a diretividade possa ser estimada, assim como o SLL.

2.3 DLA e a transformada discreta de Fourier [11]

O propósito desta seção é investigar o comportamento de um DLA como um operador que execute a transformada discreta de Fourier (DFT) na onda plana incidente, de tal forma que aplicações da lente como uma unidade de processamento analógica possam ser realizadas.

A figura 2.17 ilustra a estrutura básica de um DLA operando como receptor, com uma onda plana incidindo no NFS com um ângulo ϕ e uma amplitude $y(r)$. Para um dado foco F e defasagem W_0 pode-se definir a distância tal que exista a igualdade de caminhos como

$$W_0 + F = W + R + r \sin \phi \quad (2.25)$$

Fig. 2.17 Estrutura de um DLA genérico utilizada para determinar a analogia com a DFT. A antena alimentadora opera aqui como receptora, para facilitar o entendimento.

Todos os raios da frente de onda alcançam a antena receptora após terem percorrido a mesma distância, de forma tal que a contribuição de cada elemento está em fase no ponto focal. Como resultado, o sinal recebido pela antena receptora devido a $y(r)$, em função do ângulo de incidência ϕ_r pode ser escrito como:

$$z(\phi_r) = y(r) e^{-j2\pi \frac{W+R}{\lambda_0}} = y(r) e^{-j2\pi \frac{W_0+F}{\lambda_0}} e^{j2\pi \frac{r \sin \phi_r}{\lambda_0}} \quad (2.26)$$

Se a abertura da lente fosse contínua, o sinal recebido seria expresso no formato:

$$z(\phi_r) = \int_{\Omega} y(r) e^{j2\pi \frac{r \sin \phi_r}{\lambda_0}} dr \quad (2.27)$$

Onde Ω simboliza a superfície da lente e o termo de fase constante é desprezado. Se forem definidos os seguintes termos $\psi_r = r / d_r$ e $\theta_r = d_r \sin \frac{\phi_r}{\lambda_0}$, onde d_r representa a distância entre os elementos no NFS, que aqui são considerados como uniformemente espaçados, a equação (2.27) pode ser reescrita como:

$$z(\arcsin \frac{\lambda_0 \theta_r}{d_r}) = d_r \int_{\Omega} y(\psi_r d_r) e^{j2\pi \psi_r \theta_r} d\psi_r \quad (2.28)$$

E assim por consequência:

$$z_n(\theta_r) = \int_{\Omega} y_n(\psi_r) e^{j2\pi \psi_r \theta_r} d\psi_r \quad (2.29)$$

Onde z_n e y_n são meras funções escalonadas das originais z e y . A expressão (2.29) é na verdade uma transformada de Fourier contínua.

No caso de um conjunto de antenas discretas, o seguinte paralelo pode ser traçado:

$$z(\phi_r) = \sum_{m=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} y(m d_r) e^{j2\pi \frac{m d_r \sin \phi_r}{\lambda_0}} \quad (2.30)$$

Onde N representa o número total de antenas posicionadas em cada lado do DLA (FS e NFS). Assim, o sinal recebido na antena receptora, posicionada no ponto focal, é a DFT do sinal que incide no NFS. É relevante a observação, contudo, de que é possível realizar uma

amostragem não uniforme, no caso em que os elementos no NFS estejam aleatoriamente distribuídos. Neste caso, uma expressão mais geral pode ser escrita:

$$z(\phi_r) = \sum_{m=1}^N y(\vec{r}_m) e^{j2\pi \frac{|\vec{r}_m| \sin \phi_r}{\lambda_0}} \quad (2.31)$$

A figura 2.18 ilustra o significado de $\vec{r}_m$, como sendo o vetor que descreve as posições das antenas na rede.

Fig. 2.18 Ilustração de uma amostragem não uniforme. Os retângulos simbolizam as antenas distribuídas de forma aleatória na superfície do DLA.

Bibliografia

- [1] McGrath D.T.: “Planar three dimensional constrained lenses”, **IEEE Trans. On Antennas and Propagation**, vol. 34, pp. 46-50, Jan. 1986.
- [2] Gent H.: “The bootlace aerial”, **Royal Radar Establishment Journal**, pp. 47-57, Oct. 1957.
- [3] Sletten C.J.:”**Reflector and Lens Antennas: Analysis and design using personal computers**”, Artech House, 1988.
- [4] Popovic D.: “**Constrained Lens Arrays for communication systems with polarization and angle diversity** ”, PhD Thesis, University of Colorado, 2002.
- [5] Stutzman W.L., Thiele G.A.: “**Antenna theory and design**”, John Wiley and Sons Inc, New York, NY, 1988.
- [6] Ballanis C: “**Antenna Theory: Analysis and Design**”, John Wiley and Sons, 1996.
- [7] The MathWorks Inc., 3 Apple Hill Drive, Natick, MA,USA , Matlab versão 8.0.
- [8] Hollung S.: ”**Quasi-Optical Transmit/Receive Lens Amplifier Arrays**”, PhD Thesis, University of Colorado, 1998.
- [9] Collin R.E.: “**Antennas and Radiowave Propagation**”, McGraw Hill, New York,1985.
- [10] Born M., Wolf E.: “**Principles of Optics**”, Pergamon Press, 1964.
- [11] Zhou Y., Rondineau S., Sayeed A.M., Popovic Z. “**Integrating virtual channel representation and discrete lens array for advanced space-time signal processing**”, a ser publicado.

3. PROJETO DE UM DLA PARA A BANDA X (8,2GHz)

3.1 Introdução

O presente capítulo trata do projeto de um DLA na banda X, para a operação em um sistema de comunicação por satélites, cujas especificações foram estabelecidas pela NASA (*National Aeronautics and Space Administration*). A figura 3.1 ilustra uma aplicação do DLA. Deve-se observar que há uma conversão da polarização: a comunicação com os satélites (não geoestacionários) é executada em polarização circular (CP), de forma a evitar os problemas oriundos do movimento dos satélites, enquanto que a comunicação entre o FS e a antena alimentadora é realizada utilizando polarização linear, de forma a facilitar o projeto dos elementos e possibilitar o uso de antenas alimentadoras mais simples.

Fig. 3.1 Ilustração da aplicação potencial do DLA para a banda X. Vários satélites dispostos em diferentes posições podem ser iluminados pelo sistema DLA e respectivas antenas alimentadoras fixas nas correspondentes posições angulares. Outro possível uso é utilizar as diferentes antenas alimentadoras para realizar o *tracking* de um satélite cuja posição varia com o tempo.

As especificações básicas relativas a este projeto são:

- Frequência de operação: 8,2GHz
- Polarização: Circular (NFS) e Linear (FS)
- Ângulo de varredura: de -55° a 55° .
- Número de elementos: aproximadamente 100

Assim, inicialmente, os elementos individuais (CP e LP) devem ser projetados. O substrato escolhido deve atender os requisitos de baixo custo e peso, e para tanto se utilizou o modelo Duroid 6006 [1], com as seguintes características:

- Espessura: 0,254mm
- Constante dielétrica relativa: 6,15
- Tangente de perdas: 0,0027

O projeto impõe um compromisso entre a eficiência dos elementos irradiantes e as dimensões. Uma antena *patch* impressa em um substrato de alta constante dielétrica relativa apresentará os campos de franja muitos concentrados dentro do substrato, ao invés de irradiados no espaço livre. Desta forma o ganho decrescerá. Contudo, as dimensões associadas aos elementos caem com $1/\sqrt{\epsilon_r}$. Dimensões reduzidas dos elementos são desejáveis para possibilitar que as antenas possam ser espaçadas de meio comprimento de onda. A escolha de substrato com menor constante dielétrica muito provavelmente inviabilizaria a condição de que a distância entre os elementos fosse aquela ditada pelo teorema da amostragem de Nyquist [2].

Para estabelecer uma comparação entre as dimensões relacionadas com o tipo de substrato escolhido, o lado ressonante de uma antena *patch* pode ser estimado como sendo metade do comprimento de onda guiado. O comprimento de onda guiado pode ser por sua vez calculado como sendo o comprimento de onda no espaço livre (36,5mm para a frequência de 8,2GHz) dividido pela raiz quadrada da constante dielétrica relativa. Se o dielétrico utilizado fosse, por exemplo, Duroid 5880, com ϵ_r de 2,2, o comprimento de onda guiado seria $\lambda_0/\sqrt{2,2}$, o que resulta em 24,6mm. No caso do substrato escolhido, com constante dielétrica de 6,15, o comprimento de onda guiado resulta em 14,7mm, o que representa uma considerável redução.

Outro comentário pertinente diz respeito à especificação em torno do ângulo de varredura. Como esta cobertura se refere ao lado NFS, de polarização circular, significa que a pureza espectral expressa por meio do parâmetro de desempenho razão axial, deve ser mantida com valores adequados (menor que 3dB), em toda a faixa. Para antenas *patch* operando em CP, isso representa um desempenho muito estrito de se obter na prática, o que se torna ainda mais complicado em se tratando de uma rede com aproximadamente 100 elementos. Percebe-se que as linhas de retardo não podem sob hipótese alguma ficar no mesmo plano NFS, sob pena de interferir na irradiação gerada pelas antenas e vir a perturbar a pureza

espectral necessária. Por outro lado, as linhas também não podem ser impressas no FS, pois não há espaço físico suficiente. Isso acaba por exigir que as linhas venham a ser impressas em uma camada intermediária (em tecnologia *stripline*), e as mesmas venham a ser conectadas ao FS e NFS por intermédio de fendas ou vias.

A seguir são descritos os projetos dos elementos do DLA.

3.2 Projeto do elemento CP (polarização circular)

De forma a dar seqüência ao projeto, foi necessário decidir a forma pela qual os elementos nos lados FS e NFS seriam conectados às linhas de retardo. Uma vez que as antenas estariam dispostas em diferentes camadas, tendo as linhas de retardo no meio delas, uma transição vertical deveria ser estabelecida. A idéia inicial foi o uso de acoplamento por fenda, com as fendas tendo dimensão de meio comprimento de onda, de forma que as mesmas ressoassem na frequência de operação e assim aumentassem a eficiência com que a energia é transmitida. Esta estrutura foi projetada e simulada inicialmente, mas se constatou que seu desempenho não correspondia ao esperado, inviabilizando seu uso na lente. Posteriormente uma outra topologia foi escolhida.

O projeto dos elementos foi executado com os pacotes computacionais Zeland IE3d 10.0 [3] e Ensemble 8.0 [4]. A figura 3.2 ilustra o desenho de um elemento CP com cantos truncados e alimentado no ponto adequado, para produzir a polarização circular [5], bem como uma vista em corte das diferentes camadas que fazem parte do elemento.

Fig. 3.2 Desenho do elemento CP com um corte transversal ilustrando as camadas de substrato associadas. O elemento possui dimensões aproximadas de (21×21) mm².

O projeto deste elemento tornou-se bastante complicado. O elemento mostrou boa resposta relativa à razão axial; contudo o processo de casamento da impedância foi muito difícil. Foi observado que simples teorias de circuitos não eram obedecidas na camada onde havia a *stripline*. Por exemplo, a inclusão de um trecho de linha fazia o ponto na carta de Smith girar no sentido anti-horário e a adição de transformadores de um quarto de comprimento de onda simplesmente resultavam em movimentos imprevisíveis dentro da carta. Assim, imaginando que o problema fosse o software, simulou-se a mesma estrutura no ADS Momentum [6], onde o mesmo tipo de efeito foi observado. A razão para tal comportamento foi que a fenda ressonante apresenta uma radiação apontando para os dois lados de sua superfície, e a parcela de radiação dirigida para o lado da camada contendo linhas de retardo acaba por se tornar muito intensa, com o problema adicional de que o campo torna-se aprisionado pela cavidade formada pelo *patch* e pelo plano terra. Assim, a única forma de gerar uma estrutura casada é mover as linhas o mais distante possível da região da cavidade, conforme sugere a figura 3.2. Evidentemente, em razão dos motivos anteriormente expostos, um elemento que ocupe grandes dimensões torna-se inviável para a composição do DLA. As figuras 3.3, 3.4 e 3.5 ilustram os resultados simulados para o elemento apresentado na figura 3.2. Observa-se que a frequência de projeto foi fixada em 8,28GHz ao invés de 8,2GHz, para que o protótipo ressoasse perto da frequência desejada, levando-se em conta a discrepância normalmente observada entre simulação e medida.

Fig. 3.3 Razão axial para o elemento CP operando na frequência de 8,28GHz. Em 0° a razão axial (AR) apresenta o valor de 0,18dB, enquanto que em 60° vale 5,22dB.

Fig.3.4 Perda de retorno para o elemento CP utilizando acoplamento por fenda.

Fig. 3.5 Ganho em dBi para o elemento. O melhor valor para o ganho (-9dBi) ocorre em 0°.

Outra forte razão para vir a abandonar a topologia baseada no acoplamento por fendas ressonantes foi o seu ganho, negativo, devido ao forte campo irradiado pela fenda para dentro da cavidade formada pelo *patch* e pelo plano terra da estrutura *stripline*. A alternativa escolhida foi o emprego de vias. O projeto foi desenvolvido no CAD Ansoft Designer [7], o qual apresentou uma interface amigável e uma solução rápida. A figura 3.6 ilustra uma visão tridimensional do elemento, a qual facilita a compreensão da estrutura. É interessante a observação de que o casamento de impedância não é realizado por tocos (*stubs*) ou transformadores de um quarto de comprimento de onda, o que faz com que tanto as dimensões do elemento sejam reduzidas, como também a pureza espectral da antena não seja

perturbada por linhas de transmissão próximas. O via possui um raio de 0,1mm.

Fig. 3.6 Vista 3D do elemento CP com acoplamento realizado por via.

A figura 3.7 ilustra as dimensões deste elemento. As figuras 3.8 e 3.9 ilustram a perda de retorno e a razão axial do elemento. Seu ganho é 3dBi, considerando polarização circular esquerda (LHCP).

Fig. 3.7 Dimensões em milímetros do elemento CP alimentado através de via.

Fig. 3.8 Perda de retorno simulada do elemento CP alimentado por via.

Fig. 3.9 Razão axial simulada do elemento CP utilizando uma alimentação através de via, para a frequência de 8,2GHz. Em 0° o AR foi de 0,23dB, enquanto que em 60° seu valor foi de 2,8dB.

Com o objetivo de comparar as diferentes ferramentas de simulação, as figuras 3.10 e 3.11 mostram os resultados da mesma antena simulada com o software Zeland IE3d. O ganho simulado foi 2,3dBi, para a polarização circular. Observa-se que enquanto a perda de retorno e o ganho simulados nos dois CADs apresentaram semelhanças, a razão axial diferiu de aproximadamente 3dB, provavelmente em função de sua maior sensibilidade de cálculo, uma vez que a razão axial é definida pelo quociente da amplitude do campo elétrico polarizado horizontal e verticalmente, e pequenas diferenças entre estes valores produzem grandes razões axiais.

Fig. 3.10 Perda de retorno do elemento CP simulada com o software Zeland IE3d.

Fig. 3.11 AR simulado com o software IE3d relativo à antena CP.

3.3 Projeto do elemento LP (polarização linear)

O elemento operando com polarização linear (*patch* quadrado), a ser colocado na rede presente no FS, está representado na figura 3.12. As dimensões da estrutura são equivalentes às do elemento CP. A figura 3.13 apresenta a perda de retorno do elemento, simulada com o software Ansoft Designer [7]. O ganho simulado do elemento foi semelhante (3dBi) ao do elemento com polarização circular da seção anterior. Com vistas a preservar ao máximo a

pureza espectral decidiu-se não utilizar casamento de impedância por meio de estruturas do tipo *insert feeds*, onde a linha de alimentação penetra dentro do *patch*, de forma a encontrar o ponto onde as distribuições de corrente e tensão pertinentes ao modo de excitação definam uma impedância de 50Ω . Em vez disso, o casamento foi realizado por meio de linhas de transmissão com diferentes valores de impedância, conectadas em série com a linha de alimentação, e também através da dimensão adequada da fenda no plano terra por onde passará o via.

Fig.3.12 Dimensões em milímetros do elemento LP (7,3 x 7,3mm).

Fig. 3.13 Perda de retorno simulada relativa ao elemento LP da figura 3.12. O elemento apresenta uma banda de aproximadamente 60MHz, para uma perda de retorno maior que 10dB.

3.4 Projeto da lente

A lente é projetada com o auxílio do código escrito em Matlab, descrito na seção 2.2. A especificação original exigia um número de elementos por volta de 100. O projeto foi definido com sendo simétrico, de forma a reduzir o trabalho de projetar individualmente todas as 100 linhas de retardo. Em vez disso, uma parte das linhas é projetada e em seguida, através de um processo de reflexão em torno do eixo de simetria, as demais são dispostas na posição adequada.

As características do DLA estão sumarizadas abaixo:

- Número de elementos na direção x : 18
- Número de elementos na direção y : 17
- Ângulo de melhor foco: 45°
- Distância focal: $2,5\lambda_0$
- Distância entre elementos: $0,5\lambda_0$

A figura 3.14 ilustra a estrutura do DLA. No projeto, a razão F/D foi mantida próxima de 0,5 (0,56 exatamente), de forma a posicionar a lente na região onde as perdas por transbordamento e iluminação não uniforme sejam minimizadas. A separação entre os elementos também foi fixada em meio comprimento de onda, seguindo o critério de Nyquist. Outra forma de justificar tal separação entre elementos tem o argumento de que, com separações maiores haverá o aumento da presença de lóbulos laterais. Uma vez que se deseja uma cobertura de varredura de -55° a 55° , o ângulo de melhor foco foi ajustado em 45° . A localização dos elementos segue simplesmente as equações presentes na seção 2.1.

Fig.3.14 Posições dos elementos da lente projetada para a banda X. Os pontos vermelhos são os elementos FS, enquanto os elementos azuis são aqueles que fazem parte da rede NFS. De acordo com as especificações, os elementos NFS apresentam polarização circular e os elementos FS têm polarização linear.

Uma vez que o DLA se encontra definido, com as posições dos elementos fixadas, falta desenhar as antenas nas posições correspondentes no FS e no NFS. Para esta tarefa ser simplificada, um código escrito em Autolisp (linguagem de programação associada ao Autocad [8]) lê de o arquivo *ascii* gerado pelo programa síntese escrito em Matlab que contém as posições normalizadas dos elementos e posiciona automaticamente num arquivo Autocad as antenas CP e LP, associando cada face a diferentes camadas do desenho.

Para finalizar o leiaute da lente, é necessário realizar o projeto das linhas de retardo. As mesmas são desenhadas em outra camada do arquivo Autocad, de forma a conectar o par de antenas FS e NFS e ao mesmo tempo gerar o retardo desejado. Para tanto, uma primeira estimativa é gerada, tendo por base o comprimento de onda guiado na estrutura *stripline*. Através de proporcionalidade, estima-se então o comprimento que resultará na defasagem desejada. Assim que a linha é desenhada, a mesma é importada para um software de simulação de onda completa, em que duas portas são associadas a suas extremidades, e seu parâmetro S21 é avaliado em módulo e fase. No presente caso, o software Zeland IE3d foi utilizado. A fase obtida na simulação deve corresponder à fase desejada, e o módulo deve ser próximo de um, de forma a não se constituir num elemento com altas perdas. O processo segue várias iterações, até que uma linha corresponda ao retardo desejado. As linhas simuladas apresentaram diferenças de no máximo 1°, entre o retardo desejado e o obtido através da simulação de onda completa.

Outra dificuldade que surge no processo de desenho da estrutura do DLA refere-se aos elementos centrais, que demandam linhas de retardo longas, sendo que a distância entre os pontos de contato estão muito próximas. Para tornar o projeto possível, os cinco elementos centrais são movidos de suas posições originais, definidas pelas equações derivadas por McGrath, de no máximo 0,5mm, de forma que seja possível a incorporação das linhas de retardo. A comparação entre o diagrama de campo distante obtido a partir da rede com suas posições originais e com as modificadas está apresentada na figura 3.15, tendo como elementos radiantes antenas *patch* comuns de 6dB de ganho. Outras simulações foram executadas, suprimindo os elementos centrais, e todas elas apresentaram uma diferença muito pequena na diretividade (menos de 2dB). O efeito colateral desta supressão/afastamento de elementos centrais na lente foi um ligeiro aumento no nível do SLL.

Fig. 3.15 Simulação apresentando o diagrama de campo distante para o caso com os elementos centrais deslocados de até 0,5mm (traço verde) e o diagrama com o DLA original (traço azul). Note-se que os traços estão quase superpostos.

O leiaute final do DLA, contendo os elementos e as linhas de retardo, está apresentada na figura 3.16. É importante a observação de que há quatro camadas de dielétrico, duas estruturas de microlinha e uma *stripline*, conectadas através de vias verticais. A figura 3.17 apresenta uma vista em corte da estrutura completa do DLA, com as respectivas camadas.

Fig. 3.16 Leiaute final do DLA passivo com 97 elementos. O projeto ocupa uma área de $(180 \times 180) \text{ mm}^2$. Os vias têm raio de 0,1mm.

Fig. 3.17 Corte transversal do DLA.

É interessante observar que todas as estruturas estão padronizadas em 50Ω , ainda que isso não seja necessário, pois a lente opera “flutuando” no espaço, sem necessidade de qualquer tipo de acesso com conectores. Contudo, as linhas de retardo, por exemplo, poderiam vir a ser projetadas com uma impedância característica menor, de forma que sua largura fosse maior, a fim de simplificar etapas de alinhamento (para o presente caso, elas possuem uma largura de apenas 0,17mm).

3.5 Simulação do DLA

O DLA foi simulado, utilizando-se as facilidades oferecidas pelo software Ansoft Designer [7], o qual possibilita que o projeto possa importar o desenho no padrão Autocad. O único inconveniente no processo de importação é que os vias têm que ser desenhados manualmente, o que significa 2×97 operações iguais e repetidas. A simulação levou dois dias para ser completada, num computador com 3,25Megabytes de memória RAM e com uma placa mãe com dois processadores, com 3GHz de frequência de relógio (*clock*). Infelizmente, a frequência com que a malha foi gerada, a qual idealmente deveria ser maior que a frequência de operação, teve de ser escolhida como igual à frequência de operação. Por exemplo, para o caso das simulações dos elementos individuais descritos nas seções anteriores, as antenas operando em 8,28GHz utilizaram uma frequência de malha de 15GHz. Isto deveu-se à impossibilidade do simulador lidar com uma matriz de grande dimensão, o que seria proveniente de uma malha mais refinada. Deve-se notar que o sistema foi modelado na sua integralidade, ou seja, com a presença de uma antena alimentadora separada da lente pela distância focal, e toda essa camada de ar teve que ser incorporada no modelo. Outro ponto interessante é que, sendo o sistema planar, apenas a situação em que a antena alimentadora encontra-se paralela ao plano do DLA pode ser simulada. Situações onde a incidência não é normal não admitem a modelagem, pois neste caso a antena alimentadora não mais seria planar.

A figura 3.18 ilustra o ganho simulado do DLA, com a antena alimentadora posicionada em 0° . As simulações mostram a variação do ganho com os ângulos θ (ângulo de elevação) e ϕ (ângulo de azimuth).

Fig. 3.18 Ganho da lente simulada com o software Ansoft Designer [7]. A antena alimentadora está posicionada em 0° . O traço em vermelho mostra o ganho em $\phi=90^\circ$, o traço azul em $\phi=0^\circ$.

A razão axial simulada está apresentada na figura 3.19. Os picos provavelmente não têm significado físico, sendo antes efeitos provenientes da malha não ter sido dividida com suficiente precisão.

Fig. 3.19 Razão axial da lente simulada com o software Ansoft Designer [7]. A antena alimentadora está posicionada em 0° . O traço em vermelho mostra o ganho em $\phi=90^\circ$, o traço azul em $\phi=0^\circ$.

Outra forma de simular o DLA num software com modelagem de onda completa é considerando-se apenas o lado NFS. A cada par antena NFS/linha de retardo é associada uma porta, a qual tem um valor de excitação ajustado de forma a levar em conta a posição em relação à antena alimentadora bem como o tipo de irradiação da mesma. Estes valores podem ser extraídos do código Matlab, descrito na seção 2.2. A simulação seguindo este procedimento foi executada uma vez, no software Ensemble 8.0, com o objetivo de verificar o impacto que a iluminação não uniforme teria no ganho do DLA. Os resultados obtidos mostraram que o impacto não era significativo, com uma redução na diretividade de poucos dBs (até 2dB). Este método foi abandonado, também por apresentar um tempo de simulação muito longo, em virtude das 97 portas que devem ser adicionadas ao sistema.

3.6 Construção dos elementos irradiantes

A fim de se avaliar o desempenho individual das antenas da lente, as mesmas foram construídas dentro das facilidades presentes na Universidade do Colorado. Inicialmente, os protótipos foram montados utilizando uma prototipadora LPKF [9], mas devido ao substrato extremamente fino e flexível, os resultados não foram bons, com largas regiões do substrato

tendo tido material indevidamente removido. A alternativa foi, então, utilizar os recursos presentes na sala limpa. As máscaras (fotolitos) foram confeccionadas por uma companhia externa, e uma receita comum a processos anteriores de dispositivos MEMS foi utilizada como primeira estimativa do processo. Os vias foram improvisados com fios de 0,2mm de diâmetro, presentes em condutores elétricos não rígidos (fio Litz). As respectivas extremidades foram soldadas com fio de solda comum na microlinha e *stripline*, após o substrato ter sido manualmente perfurado com a ferramenta da prototipadora. Uma vez que o alinhamento entre ambas as metades é importante para o correto funcionamento da antena, o procedimento empregado para o alinhamento envolveu a fixação mecânica das duas metades com fita adesiva, dentro do ambiente da sala limpa, utilizando marcas de alinhamento. A figura 3.20 ilustra o procedimento de alinhamento. Após o conjunto estar alinhado e fixo, é efetuada a iluminação por luz ultravioleta.

Fig. 3.20 Ilustração do mecanismo pelo qual ambas as metades superior (*patch*) e inferior (*stripline*) da antena são alinhadas.

Embora os resultados do processo de fabricação e montagem do elemento tenham sido visualmente satisfatórios, os resultados obtidos nas medidas foram pobres. A figura 3.21 ilustra a perda de retorno do elemento CP.

Fig. 3.21 Perda de retorno medida do elemento CP.

É possível perceber a presença de outras ressonâncias além daquela na frequência de operação. O diagrama de campo distante obtido a partir da medida na câmara anecóica é apresentado na figura 3.22. O campo distante apresenta efeitos típicos de difração, com nulos na região central.

Fig.3.22 Diagrama de irradiação da antena CP medido na câmara anecóica.

Vários elementos foram montados cuidadosamente, de maneira a tentar se descobrir a origem do problema. Algumas soluções foram implementadas, como a conexão (mecânica e elétrica) de uma chapa de metal ao plano terra do sistema, de tal forma que o mesmo fosse estendido. Uma das possibilidades poderia ser a difração causada pelo fato deste plano não

ser suficientemente extenso. Contudo, as medidas realizadas com este plano terra estendido não apresentaram melhoras. A conclusão foi de que o processo de fabricação não havia sido preciso o suficiente, especialmente a etapa de colagem das duas metades, realizada usando cola tipo Super-Bonder, a qual em razão do substrato ser extremamente fino e flexível, acaba se depositando em pequenas bolhas e distorce os campos elétricos no interior da estrutura. Outra fonte de erro pode ter sido o processo de soldagem, utilizando ferro de solda comum (a linha de 50Ω que alimenta a antena tem 0,17mm de largura), bem como o fio não estar completamente esticado ou alinhado. A presença de irregularidades na estrutura pode vir a resultar em outros modos de propagação, o que é observado como outras ressonâncias na resposta da perda de retorno.

A alternativa encontrada para a construção dos elementos foi não usar a excitação por *stripline* e a transição com via, mas em vez disso empregar o condutor interno de um conector coaxial SMA 2,4mm como via. Isso pode ser realizado porque todas as transições foram projetadas em 50Ω , dessa forma a inclusão do conector teoricamente não introduziria descasamento. Assim, o problema da cola e do fio que faz o via e o *stripline* é eliminado. A figura 3.23 ilustra um esquema da solução implementada.

Fig.3.23 Ilustração do processo de alimentação da antena utilizando o condutor interno de um conector SMA 2,4mm introduzido no mesmo furo do via.

O condutor interno do cabo coaxial foi conectado eletricamente à microlinha por meio de tinta de prata. O uso de uma chapa FR4 fornece a sustentação mecânica, bem como estende os limites do plano terra. Os dois substratos não são colados, mas são fixos por meio de tiras de fita condutiva, colocadas nas bordas da antena. Este processo apresentou, após várias tentativas, resultados que mostraram ter sido solucionados os problemas observados nas figuras 3.21 (ressonâncias espúrias) e 3.22 (nulos no campo distante).

3.7 Construção da lente

Em virtude das características do DLA (presença de vias, substrato muito fino), sua construção não pode ser executada dentro da Universidade do Colorado. Uma vez que se dispunha de verba do projeto NASA para a execução, procurou-se uma companhia externa que se habilitasse à fabricação. Foram selecionadas aproximadamente 5 empresas, das quais apenas uma manifestou interesse. A empresa em questão, localizada no Canadá, já havia fabricado um DLA na faixa de 27GHz desenvolvido anteriormente pelo Laboratório de Antenas Ativas da Universidade do Colorado, com desempenho satisfatório. O custo de duas unidades foi orçado em U\$5000,00.

O projeto foi finalizado em dezembro de 2003, e imediatamente o desenho em formatos Autocad foi enviado para a empresa. O primeiro protótipo foi recebido apenas em final de maio do ano 2004, após vários desentendimentos concernentes ao trato inicialmente realizado. A fabricação foi definida como sendo realizada por meio do envio de duas metades, para que fossem montadas na Universidade do Colorado, seguindo marcas de alinhamento executadas na empresa. As duas metades compreendem 1) NFS, plano terra e linhas de retardo e 2) FS, plano terra e linhas de retardo. A camada referente às linhas de retardo encontra-se impressa nas duas metades, de forma que as mesmas se sobreponham completamente depois de alinhadas. O motivo para este formato deve-se ao fato do processo de fabricação pertencente à empresa não admitir *blind vias*, ou seja, vias que não atravessem completamente o substrato. Como no presente caso os vias começam no lado FS e NFS e param na camada das linhas de retardo, a construção não é possível de ser realizada dentro das capacidades da companhia. A figura 3.24 ilustra o processo de separação do DLA em duas metades.

Fig.3.24 Ilustração do processo de construção do DLA executado, dividindo-se a estrutura em duas metades. A camada onde estão impressas as linhas de retardo é reproduzida duas vezes, uma em cada metade da estrutura.

A lente, após ter sido recebida em final de maio de 2004, foi montada. As marcas de alinhamento, acordadas com o fabricante, não se encontravam presentes. Tratou-se então de alinhar as duas metades com os recursos disponíveis, entre os quais utilizar alguns vias, os quais depois de atravessados com um arame bem fino, alinhavam os dois substratos. Contudo, todas as tentativas redundaram em erros, observados no diagrama de campo distante medido na câmara anecóica. Não havia qualquer sinal de foco, ou seja, não havia, no diagrama de irradiação, um pico no ponto central, nem o sistema aparentava ressoar quando excitado por uma fonte de sinal de frequência variável.

Com o objetivo de descobrir quais foram os problemas que redundaram nos erros observados, uma série de simulações foram realizadas a fim de se avaliar a sensibilidade da lente frente aos diferentes problemas de fabricação.

3.8 Estudo de sensibilidade da estrutura do DLA

Foi executado um estudo tentando identificar quais seriam os pontos críticos do DLA em questão, de forma a tentar entender quais seriam os potenciais itens que provocaram o não funcionamento da primeira unidade recebida.

Em primeiro lugar procurou-se estabelecer quanto sensível era a estrutura *stripline* para

variações de espessura. Essa análise poderia indicar que eventuais bolhas de cola localizadas viessem a distorcer as impedâncias da estrutura. Para tanto foi simulado o comportamento de uma *stripline* de 30mm de comprimento (de forma a checar a existência de outros modos), onde as espessuras dos substratos t_1 e t_2 foram variadas (figura 3.25). Deve-se notar que uma análise acurada levaria em conta uma modelagem de uma bolha de cola real, tridimensional e com constante dielétrica diferente daquela pertencente ao substrato. Contudo, tendo em vista a simulação dar-se em 2D, esta análise não é possível. Tentou-se, através desta avaliação, realizar um estudo mais qualitativo acerca da estrutura *stripline* utilizada.

Fig.3.25 A simulação envolveu a variação das espessuras t_1 e t_2 . A largura w é 0,17mm, que resulta em 50Ω , quando ambas as espessuras são iguais a 0,254mm.

Os resultados, obtidos após a simulação executada no Ansoft Designer 1.0, encontram-se dispostos na tabela 3.1. A tabela 3.2 mostra a mesma estrutura simulada no Zeland IE3d 10.0, para fins de comparação. Os resultados mostram que a estrutura apresenta pouca sensibilidade para as variações impostas na espessura do dielétrico.

Tabela 3.1 Resultados da simulação da estrutura da figura 3.25 com o software Ansoft Designer

$t_1=t_2=0,450\text{mm}$	$\text{Ang}(S_{12})=-38,40^\circ$	$ S_{12} =-0,48\text{dB}$	$ S_{11} =-58,85\text{dB}$
$t_1=t_2=0,254\text{mm}$	$\text{Ang}(S_{12})=-39,32^\circ$	$ S_{12} =-0,56\text{dB}$	$ S_{11} =-50,17\text{dB}$
$t_1=0,450\text{mm}$ $t_2=0,254\text{mm}$	$\text{Ang}(S_{12})=-38,90^\circ$	$ S_{12} =-0,52\text{dB}$	$ S_{11} =-51,00\text{dB}$

Tabela 3.2 Resultados da simulação da estrutura da figura 3.25 com o software Zeland IE3d

$t_1=t_2=0,450\text{mm}$	$\text{Ang}(S_{12})=-18,58^\circ$	$ S_{12} =-0,40\text{dB}$	$ S_{11} =-22,87\text{dB}$
$t_1=t_2=0,254\text{mm}$	$\text{Ang}(S_{12})=-18,87^\circ$	$ S_{12} =-0,43\text{dB}$	$ S_{11} =-21,31\text{dB}$
$t_1=0,450\text{mm}$ $t_2=0,254\text{mm}$	$\text{Ang}(S_{12})=-18,46^\circ$	$ S_{12} =-0,42\text{dB}$	$ S_{11} =-30,28\text{dB}$

O mesmo procedimento foi aplicado na simulação com uma *stripline* de 30mm de comprimento, mas agora conectada a uma antena CP projetada para a lente, através do acoplamento com via. A simulação foi realizada utilizando o software Ansoft Designer, e os resultados são apresentados na tabela 3.3.

Tabela 3.3 Resultados da simulação de uma stripline, conectada a uma antena CP através de um acoplamento com via, na frequência de ressonância.

$t_1=t_2=0,254\text{mm}$	$ S_{11} =-18.80\text{dB}$ para raio da fenda de 0,55m
	$ S_{11} =-17.07\text{dB}$ para raio da fenda de 0,45m
$t_1=t_2=0,300\text{mm}$	$ S_{11} =-19.06\text{dB}$ para raio da fenda de 0,55m
	$ S_{11} =-17.15\text{dB}$ para raio da fenda de 0,45m
$t_1=t_2=0,450\text{mm}$	$ S_{11} =-17.52\text{dB}$ para raio da fenda de 0,55m
	$ S_{11} =-15.43\text{dB}$ para raio da fenda de 0,45m

Foi observado na resposta em frequência de $|S_{11}|$ que um substrato mais espesso provoca uma melhor resposta quanto ao casamento de impedância, mas às expensas de uma ligeira mudança da frequência de ressonância da antena, da ordem de dezenas de MHz.

Em seguida foi avaliado o efeito do aumento nas dimensões dos vias do circuito, conforme requisitado pela empresa fabricante para o segundo protótipo. O diâmetro dos *pads* foi aumentado na mesma proporção, para melhor acomodar os vias. A tabela 3.4 ilustra os resultados da simulação. O valor de 0,1mm para o raio do via era o valor original de projeto, e o raio de 0,18mm foi o sugerido pela companhia para facilitar a fabricação. A figura 3.26 ilustra basicamente o que é o *pad* e o via.

Tabela 3.4 Resultados da simulação com diferentes dimensões do via e do *pad*.

Raio do via [mm]	Raio do <i>pad</i> [mm]	Perda de retorno S11 dB
0,10 (valor original)	0,45	-24,49
0,14	0,45	-23
0,16	0,45	-19
0,16	0,55	-20,65
0,18	0,45	-18,20
0,18	0,55	-19,80

De acordo com os resultados obtidos na simulação anterior, foi escolhido um via com raio igual a 0,18mm e uma fenda circular no plano terra de raio 0,55mm, baseados nas diretrizes obtidas da empresa fabricante e em dimensões razoáveis para serem posteriormente integradas na rede do DLA.

Outro estudo envolveu o efeito de deslocamento na posição do via em respeito ao *pad*, ou seja, descentralizando-se o via. A figura 3.26 ilustra o problema sendo analisado, e os resultados são apresentados na tabela 3.5. Os resultados mostram que o via descentralizado não introduz grandes variações nas respostas de S11, em módulo e fase.

Tabela 3.5 Resultados da simulação de um via sendo disposto fora de centro

Posição central do via (x,y) [mm]	Δx [mm]	Δy [mm]	S11 dB	Ang(S12) [°]
(4,015 -7,820) centralizado	0	0	-13,60	-75,80
(4,015 -7,900)	0	0,08	-13,54	-76,17
(4,050 -7,820)	0,035	0,08	-13,77	-77,00
(4,100 -7,810)	0,085	0,01	-14,00	-77,50

Fig.3.26 Ilustração dos elementos envolvidos nas simulações para estudo do efeito das dimensões dos vias e fendas, e da descentralização do via.

Outro item avaliado foi a colocação de uma fina camada de polímero como adesivo entre as duas metades. A figura 3.27 ilustra uma vista em corte, enquanto a figura 3.28 apresenta um desenho da estrutura completa que foi simulada, com as respectivas portas.

Fig. 3.27 Ilustração das camadas que compõem o DLA, em corte explodido.

Fig.3.28 Ilustração contendo a estrutura completa sendo simulada, com as respectivas portas.

O polímero em questão é o material denominado comercialmente Arlon 6700 [1], cuja constante dielétrica relativa é 6,7, e apresenta perdas desprezíveis. A questão resume-se no comportamento do sistema tendo no meio esta fina camada de polímero, entre as camadas *stripline* que implementam as linhas de retardo. Inicialmente, foi simulado um sistema contendo duas *striplines* de 2,4mm de comprimento, tendo no meio uma camada de polímero, de forma que a perda de retorno fosse simulada para diferentes espessuras do material adesivo. As *striplines* têm largura tal que produzem uma impedância de 50Ω , e foi simulada uma varredura entre as frequências de 8,25 e 8,30GHz. Os resultados são apresentados na tabela 3.6. Constata-se que a espessura do polímero tem um impacto significativo nos parâmetros S11 e S22, sendo conveniente o uso de um polímero o menos espesso possível.

Tabela 3.6 Comportamento da perda de retorno para diferentes espessuras de polímero

Espessura do polímero [μm]	S11 e S22 [dB]
2	<-20
10	<-17
20	<-15

Inicialmente, a estrutura continha duas camadas *stripline* idênticas contendo as linhas de retardo (figura 3.27). Surgiu então a questão se não seria melhor, do ponto de vista de transferência de energia entre as diferentes camadas, se fosse impressa apenas uma linha de retardo numa camada, enquanto que na outra fosse gravado apenas o *pad*, conforme mostra a figura 3.29. Imaginou-se que desta forma problemas de desalinhamento seriam minimizados, em virtude de que eventuais deslocamentos ocasionariam problemas apenas nos *pads*.

Fig.3.29 Ilustração da possibilidade de gravar-se a linha de retardo completa em apenas uma metade do DLA, sendo realizado o contato por meio capacitivo através do polímero. O polímero apresenta uma espessura t .

Os resultados obtidos na simulação desta estrutura estão sintetizados na tabela 3.7.

Tabela 3.7 Comportamento da perda de retorno para diferentes espessuras de polímero

Espessura do polímero [μm]	$ S_{11} $ e $ S_{22} $ [dB]
2	<-20
10	<-15
20	<-10

A conclusão obtida através do cruzamento dos dados presentes nas tabelas 3.6 e 3.7 indica que uma situação em que exista a impressão das linhas de retardo nas duas metades é vantajosa, pois desta forma a área de sobreposição é maior, o que aumenta a capacitância, tornando menor a reatância série na frequência de operação. É interessante ressaltar, entretanto, que a capacitância apresentada pela presença do polímero entre as duas *striplines*, juntamente com a indutância do via, forma um circuito LC série, que na ressonância apresenta-se como um curto circuito.

Outro estudo relevante diz respeito ao alinhamento imperfeito entre as linhas de retardo, conforme ilustra a figura 3.30. Para adequar este modelo ao software Ansoft Designer, que é planar, foi colocado entre as duas linhas *stripline* uma fina camada de polímero de 0,05mm, de forma que as mesmas não estivessem em curto.

Fig.3.30 Ilustração de um alinhamento imperfeito entre as duas *striplines*. Existe um deslocamento relativo de valor d , conforme sugere o desenho. A largura das *striplines* é de 0,17mm, o que resulta numa impedância teórica de 50 Ω .

Os resultados obtidos estão sumarizados na tabela 3.8.

Tabela 3.8 Resultados para uma situação onde as duas *striplines* não estejam perfeitamente alinhadas.

Deslocamento d [mm]	$ S_{ii} $ entre 8,25 e 8,3GHz [dB]	$ S_{ij} $ entre 8,25 e 8,3GHz [dB]	Ang(S_{ij}) em 8,25GHz [°]
0	<-18	-0,41	-147,95
0,05	<-17,6	-0,44	-148,09
0,10	<-13,65	-0,62	-146,56

Os resultados mostram que a estrutura apresenta valores aceitáveis quanto ao casamento de impedância mesmo quando o sistema apresenta um desalinhamento de até 58%.

Uma vez que há um capacitor na célula básica que forma o DLA, é interessante avaliar o modelo sob o ponto de vista de circuitos. A figura 3.31 apresenta a estrutura física e o modelo do circuito.

Fig.3.31 (a) estrutura do elemento, contendo a camada do polímero; (b) modelo baseado na teoria de circuitos.

Assim, o sanduíche *pad/polímero/pad* forma uma capacitância e o via forma o indutor. A capacitância C pode ser estimada por:

$$C = \varepsilon_o \varepsilon_r \frac{A}{t} \quad (3.1)$$

onde ε_o e ε_r são respectivamente a constante dielétrica absoluta do vácuo e a constante dielétrica relativa do material, A , a área e t a distância linear entre as placas metálicas (aqui espessura do polímero). No presente caso, a área de sobreposição pode ser definida como:

$$A = 4\pi(r_{pad}^2 - r_{via}^2) \quad (3.2)$$

Onde r_{pad} e r_{via} são respectivamente os raios dos *pads* e dos vias. Se tomarmos r_{pad} igual a 0,288mm e r_{via} igual a 0,18mm, teremos uma capacitância de 14μF, para uma espessura t de 1μm. Eventuais simulações mais precisas (por exemplo, contendo elementos ativos) poderiam incluir a presença deste modelo equivalente.

Finalmente, foi simulado o comportamento do DLA para o caso em que há um erro aleatório associado à fase dos elementos retardadores de fase. Para tanto, utilizou-se o programa escrito em Matlab, descrito no item 2.2, e ao vetor que continha as defasagens das linhas de transmissão foi acrescido um segundo vetor com uma distribuição normal contendo os erros dentro dos limites permitidos. Analisando-se então o diagrama de campo distante simulado chegou-se à conclusão de que erros aleatórios de fase distorcem o campo distante, alargando o pico principal e aumentando o nível dos lóbulos laterais. Observou-se que até com 20° de erro, para mais ou para menos, foi possível obter diagramas de irradiação para a lente, que não diferiam muito do caso sem a inclusão do erro aleatório de fase.

Essas análises mostraram que o DLA utilizando esta tecnologia, com acoplamento por vias e linhas de retardo implementadas na tecnologia *stripline* apresenta uma boa robustez frente a erros gerais de fabricação, de acordo com as simulações aqui apresentadas. O provável motivo para o não funcionamento da primeira unidade deveu-se então a falhas grosseiras de alinhamento e fabricação, tais como a falta de contato entre as duas metades, e uma combinação entre mais de um dos problemas aqui analisados.

3.9 Medidas da lente

Após negociações com a empresa, chegou-se à conclusão que o segundo protótipo deveria ter as duas metades alinhadas e montadas na própria empresa, em vista da não existência de infra-estrutura adequada na universidade para tal tarefa. Para tanto, a companhia empregaria uma técnica que consiste na inserção de uma camada de polímero de alguns microns de espessura entre as duas metades, após as mesmas terem sido alinhadas. O sistema é então aquecido, fazendo com que as camadas obtenham a rigidez mecânica necessária. O problema era então, no presente caso, de que não mais haveria um contato ôhmico entre os pares de antenas nas duas faces, e sim que os mesmos seriam interligados através de uma capacitância em série. Além disso, algumas dimensões das linhas de alimentação da antena LP foram modificadas, de forma a facilitar a construção do DLA. Estas modificações, não presentes no projeto original, teriam como efeito um descasamento entre os elementos, da ordem de alguns dBs, conforme mostraram as avaliações apresentadas no item anterior 3.8, tabela 3.4.

Em virtude do segundo protótipo ter sido recebido após minha volta ao Brasil, as medidas foram realizadas e enviadas pelo Dr. Sebastien Rondineau, bem como pelo Dr. Richard Lee, da NASA. Em função disso, detalhes mais aprofundados sobre o mecanismo de medida serão discutidos no cap.4, relativos à lente operando na banda Ka, a qual foi medida por mim. A figura 3.32 apresenta uma foto do segundo protótipo, contendo as duas superfícies do DLA, mostrando as redes FS e NFS.

Fig.3.32 Fotos do DLA para a banda X. A rede superior, com os elementos regularmente espaçados, é a rede FS, com elementos de polarização linear. A rede inferior é a rede NFS, com elementos de polarização circular. A dimensão aproximada das superfícies é de $(200 \times 200) \text{ mm}^2$.

A figura 3.33 ilustra um detalhe do DLA (segundo protótipo), onde se observa a presença de vias furados em posições não centralizadas dentro do *pad*, defeito não previsto no projeto do leiaute da lente, e ocorrido durante sua realização (observado também no primeiro protótipo). É interessante ressaltar ainda que esta descentralização encontrava-se distribuída de forma não homogênea entre os elementos da lente, ou seja, alguns elementos estavam centralizados enquanto outros apresentavam problemas, de forma aleatória. Isso acaba por introduzir um erro aleatório ao longo da rede, no formato de variações de amplitude nos elementos, uma vez que esta descentralização ocasiona uma variação na perda de retorno da transição. Tal imperfeição ocorreu em ambos os protótipos recebidos.

(a)

(b)

Fig.3.33 Foto mostrando detalhe de elemento com problema de fabricação. (a) Vista de um elemento LP com o via descentralizado. Pode-se observar a antena impressa, com contornos precisos. (b) Detalhe do via descentralizado.

Neste segundo protótipo, a lente foi inserida numa moldura metálica montada sobre um substrato FR4, para prover uma extensão do plano terra e sustentação mecânica que, em virtude do substrato ser extremamente fino, era muito flexível. A lente e a moldura foram fixadas num sistema originário de uma mesa ótica, de forma que as distâncias entre a antena alimentadora e a lente pudessem ser variadas. Medidas iniciais foram efetuadas na câmara anecóica da Universidade do Colorado. A figura 3.34 ilustra o esquema básico onde foi medida a lente, com os equipamentos principais. A figura 3.35 mostra o diagrama de

irradiação para a lente sendo excitada por uma antena corneta posicionada na região focal, com incidência normal.

Fig.3.34 Ilustração do arranjo montado na câmara anecóica utilizado para obter o diagrama de campo distante do DLA. A antena alimentadora (operando como receptora), posicionada no ponto focal, é uma antena corneta comum para a banda X; a antena posicionada no campo distante é uma antena corneta cônica banda larga, operando com polarização circular.

Fig.3.35 Ilustração do campo distante obtido com uma antena corneta LP operando como alimentadora, posicionada no ponto focal, incidência normal.

A figura 3.36 ilustra o diagrama de campo distante obtido, a partir da excitação da lente em posições onde a incidência não mais é normal, de forma a avaliar o comportamento da mesma como sistema multi-feixes. Para cada ângulo de incidência, o ponto focal ótimo deve ser localizado, de maneira a extrair a melhor curva do diagrama de campo distante (avaliados de acordo com o menor nível de SLL e feixe principal mais estreito). Observa-se que o DLA pode ser operado como antena multi-feixes.

Fig.3.36 Ilustração do campo distante obtido a partir da lente com uma antena corneta LP como alimentadora, posicionada no ponto focal, incidências em ângulo.

Para avaliar a eficiência energética da célula básica que compõe o DLA, efetuou-se a seguinte medida: extraiu-se uma célula completa do DLA (antena LP, linha de retardo e antena CP correspondente) e fixou-se a célula em um quadro de FR4, de forma que o sistema tivesse rigidez mecânica. Então se comparou a medida efetuada com a célula e outra numa situação em que a célula foi extraída e a transmissão deu-se por uma abertura de mesma dimensão da célula, utilizando o mesmo quadro. A figura 3.37 ilustra o esquema desta medida, efetuada a partir da extração de uma célula do primeiro DLA recebido. A figura 3.38 mostra o resultado da medida.

Fig.3.37 Ilustração da medida envolvendo a comparação entre a transmissão através da célula do DLA e através de uma fenda. Na figura (a), é feita a medida através de uma fenda, que possui a mesma área da célula do DLA. A fenda é realizada numa placa FR4, e o sistema é coberto com absorvedores de forma a evitar a recepção de sinais difratados. Na figura (b), a mesma medida é realizada com a presença de uma célula do DLA fixada mecanicamente no painel de FR4.

Fig.3.38 Ilustração da comparação entre a transmissão através da célula do DLA da banda X e através de uma fenda. Foram empregadas uma corneta banda larga circularmente polarizada e uma antena corneta padrão, linearmente polarizada. A medida foi realizada com uma varredura de frequência entre 7,5GHz e 8,5GHz. Os problemas relativos à diferença de polarização entre as cornetas no caso da transmissão através da fenda foram levados em conta no gráfico mostrado acima.

Observa-se no resultado apresentado na figura 3.38 que a célula possui uma perda de inserção de pouco mais de 5dB em comparação com a transmissão através de uma fenda. Observa-se ainda que o sistema possui uma ressonância próxima da frequência de operação. É interessante observar que a área da fenda é igual à área da célula, mas que a área da célula é muito maior que a área do *patch*, que fundamentalmente é o elemento responsável pela absorção da energia eletromagnética incidente.

O segundo protótipo desta lente para a banda X foi medido nos laboratórios da NASA, Glenn Research Center, Cleveland Ohio, e o aparato experimental utilizado para a medida encontra-se apresentado nas figuras 3.39 e 3.40. Estas medidas foram graciosamente enviadas pelo Dr. Richard Q. Lee, coordenador do projeto do DLA operando na banda X, analisado neste capítulo.

Fig.3.39 (A) DLA montado numa moldura. (B) vista da trajetória entre o DLA e a antena transmissora, localizada no campo distante.

Fig.3.40 (A) Montagem do DLA mais superfície focal, montado no eixo do rotor da câmara anecóica. (B) Detalhe das posições das antenas alimentadoras iluminando o FS.

O resultado obtido para a excitação com iluminação normal da antena alimentadora no NFS, para diversas frequências, está apresentado na figura 3.41. Verifica-se que a melhor curva, com lóbulo principal mais estreito e menor SLL, ocorre para os sinais de 8,05GHz e

8,10GHz. É possível verificar que as curvas apresentam melhor aspecto (mais simétricas) que aquelas medidas na câmara anecóica da Universidade do Colorado, presentes nas figuras 3.35 e 3.36.

Fig.3.41 Medidas do campo distante obtidas a partir de iluminação incidente normal, mostrando as curvas para diferentes frequências, com vistas a obter a frequência cuja curva apresentasse o melhor aspecto.

Na figura 3.42 está apresentado o resultado para a excitação multi-feixes em duas frequências diferentes, 8,05 e 8,1GHz. As curvas demonstram que o campo distante tem desempenho semelhante para as duas frequências, havendo uma degradação comum na excitação com ângulo de 40°, verificada pelo aumento do SLL e diminuição da diretividade (alargamento do feixe principal).

(A)

(B)

Fig.3.42 Medidas do campo distante obtidas a partir de iluminação incidente em ângulo, com o objetivo de verificar o comportamento do campo distante com operação multi-feixes ao variar a frequência. (A) 8,05GHz (B) 8,10GHz.

3.10 Conclusões

O DLA banda X aqui estudado apresentou diversas dificuldades de projeto, mormente relacionadas com aspectos mecânicos (substrato por demais flexível, problemas de alinhamento, desentendimento com a companhia fabricante, etc). Dois protótipos foram fabricados, de forma a obter resultados adequados. Os resultados das medidas apresentados apontaram alguns possíveis efeitos destes problemas mecânicos, mas que aparentemente não inviabilizariam o uso de um DLA na aplicação para a qual foi especificado. Com o conhecimento adquirido, eventuais desenvolvimentos posteriores poderiam sanar os problemas encontrados na implementação desta unidade.

As medidas realizadas nas dependências do NASA Glenn Research Center também mostraram que resultados mais apurados foram obtidos com ferramentas de medida e câmara anecóica profissionais, como atestam as medidas enviadas e comparadas com aquelas que foram realizadas na câmara anecóica da Universidade do Colorado. Foi possível observar que a lente apresentou largura de feixe (-3dB) de 18°, e o feixe pode ser apontado entre 40° e -40°, aproximadamente.

Bibliografia

- [1] Rogers Corporation, One Technology Drive, Rogers, CT, USA, www.rogerscorporation.com.
- [2] Goodman J.: “**Introduction to Fourier Optics**”, McGraw Hill, 2nd. Edition, 1996.
- [3] Zeland Software Inc., 39120 Argonaut WY STE 499, Fremont CA 94538, USA, IE3d versão 10.05, www.zeland.com.
- [4] Ansoft Software Inc., Four Station Square, Suite 200, Pittsburgh, PA, USA, Ansoft Ensemble versão 8.0, www.ansoft.com.
- [5] Ittipiboon A., Bahl I., Bhartia P., Garg R., “**Microstrip Antenna Design Handbook**”, Artech House, 2000.
- [6] Agilent, Palo Alto, CA, ADS Momentum 2003, www.agilent.com.
- [7] Ansoft Software Inc., Four Station Square, Suite 200, Pittsburgh, PA, USA, Ansoft Designer versão 1.0 .
- [8] Autodesk Inc, San Rafael, CA, Autocad 2004, www.autodesk.com.
- [9] LPKF Laser & Electronics AG, Osteriede 7,D-30827, Garbsen, Alemanha, www.lpkf.com.

4. PROJETO DE UM DLA PARA A BANDA Ka (40GHz)

4.1 Motivação

O DLA projetado para a banda X e descrito no capítulo 3, teve de ser construído por uma empresa externa. No período de espera para a entrega do protótipo, surgiu a idéia de se projetar e construir um DLA com os recursos então disponíveis no Laboratório de Antenas Ativas da Universidade do Colorado. Houve então a necessidade de se decidir qual seria a frequência de operação, em função do desafio que isto representava do ponto de vista acadêmico. Uma unidade operando na frequência de poucos GHz seria algo já realizado anteriormente, apesar de que a construção viria a exigir menores cuidados com a precisão mecânica na etapa de fabricação. Para tanto, a construção poderia ser executada com uma prototipadora (também conhecida pelo nome da empresa fabricante, LPKF [1]), como no caso das lentes fabricadas anteriormente pelo grupo. Em vista da questão primordial ser relacionada à inovação, decidiu-se executar o projeto na faixa de ondas milimétricas. No caso, a máxima frequência foi limitada pelos equipamentos de medida pertencentes ao laboratório (oscilador sintetizado, presente na câmara anecóica), e assim estipulou-se o valor de 40GHz.

A alta frequência de operação exige primeiramente um substrato extremamente fino, para não gerar perdas excessivas por ondas de superfície. Isso cria o primeiro inconveniente na etapa de fabricação, pois um substrato fino tende a se dobrar facilmente, o que dificulta a etapa de alinhamento, a qual necessita que a superfície do substrato seja a mais plana possível. Mas em contrapartida, as dimensões dos elementos irradiantes se reduzem, sendo possível utilizar na sala limpa um substrato com dimensões tais que abrigue os elementos que compoñham uma lente com razoável número de elementos. No presente caso, o equipamento denominado *spinner*, utilizado para limpar a lâmina e posteriormente atuar na etapa de aplicação de fotorresiste, possui a dimensão que determina qual seria o máximo tamanho do substrato (aproximadamente de 15cm por 15cm).

Outro ponto de interesse é o meio de acoplamento entre as faces (FS e NFS). Em virtude da alta frequência, o uso de vias é impraticável, além de que o Laboratório não dispunha de equipamento capaz de fabricar vias de maneira profissional. Para tanto, decidiu-se pelo uso de acoplamento por fendas não ressonantes, que embora diminuindo a eficiência em

comparação com fendas ressonantes, não apresenta os altos níveis de radiação na direção traseira (*backside radiation*).

A aplicação típica para o sistema seria associada a algum módulo de comunicação *indoor*, que geralmente utilizam polarização circular como meio de evitar problemas com reflexões, extremamente comuns nesse tipo de aplicação [2,3]. Além disso, estas aplicações utilizam frequências de operação na faixa de ondas milimétricas, com vistas a otimizar o *throughput* (quantidade de dados possíveis de serem transmitidos por unidade de tempo) do canal.

Lentes dielétricas são utilizadas nestas aplicações, como meio de obter diagramas de irradiação multi-feixes. A alternativa comum de se utilizarem redes alimentadoras, tais como matrizes Butler, esbarra em problemas estruturais e de fabricação [4]. O problema dos circuitos defasadores persiste, já que os mesmos apresentam perdas consideráveis e alto custo, especialmente nesta frequência de operação. E, em comparação com lentes dielétricas comuns, DLAs apresentam vantagens em virtude de sua estrutura planar e baixo peso.

4.2 Definições de projeto

Uma vez definida a dimensão máxima do substrato, em torno de 15cm por 15cm, conforme explicado no item 4.1, é necessário definir qual o tipo de dielétrico a ser utilizado. Substratos com alta constante dielétrica, a exemplo do utilizado na lente operando na banda X, resultam em antenas com eficiência baixa, embora as dimensões das antenas se reduzam. Analisando-se esses pontos, decidiu-se pelo substrato Duroid 5880, com espessura de 0,127mm, e constante dielétrica relativa de 2,2 [5]. A equação (4.1) estabelece a condição para que as perdas causadas por ondas de superfície possam ser negligenciadas [6].

$$\frac{t}{\lambda_0} \leq \frac{0,3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1)$$

onde t representa a espessura do dielétrico, λ_0 o comprimento de onda no espaço livre e ϵ_r a constante dielétrica relativa. O lado direito da equação, para o substrato escolhido, é igual a 0,032, e o lado esquerdo vale 0,017, na frequência de 40GHz. O próximo substrato disponível, em termos de espessura, apresenta t igual a 0,254mm, e a desigualdade (4.1) não é mais satisfeita.

Para facilitar a transmissão do sinal, o lado NFS opera com polarização circular, e o lado FS com linear (antenas alimentadoras mais simples). Assim os requisitos do canal *indoor* são satisfeitos quanto à imunidade a sinais refletidos.

Como meio de facilitar o processo de fabricação, foi decidido colocar os retardadores de fase na face FS, utilizando estruturas de microlinha. O processo de recepção da energia enviada pela antena alimentadora será degradado pela presença das linhas de transmissão, mas o lado NFS, que determina o formato do campo distante não será influenciado, além do que antenas operando com polarização circular são bem mais sensíveis a interferências provenientes de acoplamentos espúrios e planos terra com dimensões reduzidas, uma vez que o processo de geração de polarização circular depende da excitação de dois modos com frequências muito próximas no *patch*. A eventual distorção do padrão das correntes associadas a estes dois modos na estrutura acaba por degenerar a pureza espectral, tornando a razão axial ruim.

O DLA foi escolhido como tendo um grau de liberdade, isto significa que as antenas em ambos lados têm a mesma posição espacial (isto é, se sobrepõem). Aliado a isso, uma importante propriedade sobressai-se, o que vem a facilitar sobremaneira a etapa de desenho das linhas de retardo, que de outra forma teria de ser executada manualmente e que acaba por se constituir numa tarefa cansativa.

No caso de lentes onde é permitido variar a posição das antenas em ambas as faces, configurando outro grau de liberdade de projeto (e conseqüentemente outro ponto focal), as linhas de retardo devem ser desenhadas e simuladas individualmente. Mas no caso em que os espaçamentos entre as antenas sejam uniformes, as distâncias entre os terminais de todas as linhas são as mesmas. Isto significa que uma estrutura como a apresentada na figura 4.1 pode servir como modelo para as linhas de retardo.

Fig.4.1 Ilustração do leiaute utilizado na geração das linhas de retardo.

De acordo com a figura 4.1, todas as linhas têm a mesma distância d entre os pontos de interconexão. O processo consiste então na simulação do ângulo de defasagem do parâmetro S21 para uma linha genérica, fazendo-se a variar seu comprimento físico. É gerada uma tabela, contendo a defasagem em graus (fase de S21) versus o comprimento físico da linha. Este processo de descrição da geometria de forma automática é realizado dentro das funcionalidades apresentadas pelo software Ansoft Designer [7], no módulo denominado análise paramétrica.

Outra vantagem da escolha deste formato das linhas de retardo é que o perfil geométrico foi projetado de forma a manter constante a distância entre duas linhas paralelas, minimizando assim os acoplamentos indesejáveis entre linhas adjacentes.

A figura 4.2 ilustra um corte transversal das camadas que compõem o DLA. Os elementos LP produzem o sinal com polarização linear e os elementos CP com polarização circular.

Fig.4.2 Ilustração das camadas que compõem o DLA. A espessura t vale 0,127mm. As linhas de retardo localizam-se na face FS, juntamente com os elementos LP.

4.3 Projeto dos elementos irradiantes

O projeto dos elementos segue as diretrizes comentadas no item 4.2: o elemento CP deve apresentar uma boa resposta quanto ao parâmetro AR (razão axial) e o elemento LP deve apresentar dimensões diminutas, de forma a ser possível a inclusão das linhas de retardo. A esse respeito, o elemento LP foi projetado tendo o casamento de impedância com a linha de 50Ω realizado por meio de *insert feed*, pois a alternativa com transformadores de um quarto de comprimento de onda apresentaria dimensões maiores, por consequência diminuindo o número de elementos possíveis de serem colocados na rede. A figura 4.3 ilustra a geometria do elemento com sua respectiva perda de retorno.

Fig.4.3 (a) Geometria do elemento LP, dimensões em mm. (b) Perda de retorno do elemento, simulada com o software Ansoft Designer [7]. As dimensões são dadas em milímetros.

O elemento CP, projetado com vistas a oferecer uma boa pureza espectral (analisada com base na distribuição espacial do parâmetro AR -razão axial) é apresentado juntamente com a respectiva perda de retorno na figura 4.4. A menor razão axial obtida (na direção *broadside*) foi 0,23dB na simulação.

Fig.4.4 (a) Geometria do elemento CP, dimensões em mm. As três cores representam diferentes camadas, o verde simboliza o elemento no NFS, o azul, fendas no plano terra, e o vermelho, a linha de alimentação no lado FS.(b) Perda de retorno do elemento, simulada com o software Ansoft Designer [7].

É interessante ressaltar que a linha alimentadora do elemento CP é a mesma linha alimentadora do elemento LP, presente na outra face.

4.4 Projeto do DLA

Conforme comentado no item 4.2, o leiaute do DLA segue o modelo de lente com um grau de liberdade (1DF). A lente é denominada cilíndrica, pois executa o processo de foco como uma lente dielétrica cilíndrica, em um plano apenas (2D). Em virtude da necessidade de se colocarem as linhas de retardo no FS, de forma que a lente pudesse ser fabricada dentro da sala limpa da Universidade do Colorado, a imposição ditada pelo critério de Nyquist, de que o espaçamento máximo entre as antenas seja de meio comprimento de onda, para reconstruir adequadamente a frente de onda, não pôde ser seguida. A figura 4.5 apresenta o leiaute final do dispositivo. O DLA possui 84 elementos, montados numa rede de 14 x 6. As dimensões finais da lente assemelham-se a uma caixa de CD comum.

Fig.4.5 (a) Leiaute do FS. (b) Leiaute do NFS. (c) Leiaute do plano terra com as fendas. As dimensões d_x e d_y valem $0,7\lambda_0$ e $2\lambda_0$. O comprimento de onda no espaço livre vale 7,5mm. A área total é de 100cm².

Uma vez que o projeto trata de uma lente cilíndrica, é interessante analisar do motivo da presença das demais “linhas” da matriz, isto é, o porquê de se utilizar 6 linhas ao invés de apenas uma, visto que as demais não contribuem para a varredura no plano de interesse. A figura 4.6 ilustra a função de rede simulada para os dois casos: para a rede com 6 linhas e para a rede com apenas uma linha.

Fig.4.6 Função de rede simulada para os dois casos, com 1 linha (tracejado) e com 6 linhas (sólida). (a) É apresentado o plano E, onde não é realizado o *scanning*. (b) É apresentado o plano H, onde é realizada a varredura. No plano H, ambas as curvas praticamente se sobrepõem. Mas no plano E, conforme o número de linhas é aumentado, o número de lóbulos aumenta.

O número maior de elementos auxilia meramente na quantidade maior de energia captada, especialmente da direção do lóbulo principal. Uma vez que os equipamentos presentes na sala limpa limitam a dimensão máxima do substrato, foi decidido povoar esta área máxima com o maior número possível de elementos, com o cuidado de não aproximá-los demais, de forma a não intensificar os efeitos de acoplamento eletromagnético mútuo entre as antenas, nem tornar impossível a colocação das linhas de retardo.

Outro ponto favorável ao uso de um número maior de linhas é que a excitação torna-se simplificada, podendo ser utilizado um guia de ondas em aberto. No uso de uma linha apenas, teria de ser utilizada uma antena alimentadora que iluminasse essa linha, tipicamente uma rede, e as perdas por transbordamento seria pronunciadas. O problema reside em alimentar e construir uma rede de antenas planares de forma eficiente na faixa de ondas milimétricas.

A presença de lóbulos laterais no plano E pode vir inclusive a auxiliar o processo de localização da fonte emissora, em caso de aplicações *indoor* com terminais móveis. A distância d_x , que influencia diretamente a radiação neste plano, pode vir a ser escolhida de forma a gerar os lóbulos adequados à cobertura de cada cenário particular.

4.5 Fabricação da lente

Alguns pontos merecem destaque relativos à etapa de fabricação da lente.

- Este substrato apresenta alta dificuldade de manuseio, em razão de dobrar-se com facilidade, e no processo de gravação das estruturas presentes nas máscaras é importante que a superfície seja tão plana quanto possível. Este fato é problemático em função da fina espessura do substrato (0,127mm) e da grande área a ser exposta à luz ultravioleta.
- A alta frequência envolvida exige que as antenas tenham suas dimensões impressas com grande precisão. Para que esse fim seja atingido, os substratos são limpos com uma solução a 10% de ácido sulfúrico, com vistas a remover substâncias orgânicas, antes de ser efetuada a limpeza com álcool e acetona no *spinner*. A temporização de todas etapas de fabricação na sala limpa também necessita ser determinada com exatidão, de forma a evitar efeitos de corrosão excessiva (*over-etching*), por exemplo, que acabam por distorcer as dimensões das antenas e ocasionam uma mudança na frequência de ressonância e no correto casamento de impedâncias.

O processo de transferência do leiaute às superfícies da lente é executado por meio de uma fotomáscara de vidro, coberta com óxido de cromo. A máscara (fotolito), obtida de uma companhia especializada, tem sua informação transferida à máscara de vidro, com ambas sobrepostas, após a exposição à luz ultravioleta e remoção do óxido de cromo por meio de ataque químico. O motivo do uso da fotomáscara de vidro deve-se à sua superfície bem mais plana que aquela obtida com o fotolito, que apresenta dobras e falhas, após o manuseio. Além deste motivo, o uso de fotomáscaras de vidro permite que as diferentes faces sejam mutuamente alinhadas. Por exemplo, um substrato terá impresso o NFS numa face e na outra o plano terra com as fendas. Como ambos os lados necessitam estar alinhados, as respectivas fotomáscaras de vidro são alinhadas, utilizando as marcas de alinhamento presentes nos cantos e observadas com o auxílio de um microscópio. Uma vez que o alinhamento esteja correto, é introduzido o substrato e o conjunto é fixado mecanicamente, por meio de grampos. Assim, os lados são expostos sucessivamente à luz ultravioleta, garantindo o alinhamento necessário. O mesmo processo é repetido para o FS, e então haverá dois substratos, que por sua vez também precisam ser alinhados. Novamente, utilizam-se as marcas de alinhamento e um microscópio, e quando o processo é finalizado, cola é espalhada nas superfícies, e ambas faces são pressionadas em uma pequena prensa mecânica. A

alternativa usual de alinhamento de placas dupla face, utilizando furos-guia, é inconveniente, pois não apresenta precisão suficiente.

Uma alternativa no processo de fabricação envolve a impressão do plano terra em apenas um substrato; no outro, remove-se todo o cobre da área do plano terra correspondente. Essa técnica apresenta a vantagem de exigir uma etapa de alinhamento a menos, mas o isolamento entre as camadas não é tão bom quanto o anterior. Principalmente porque há entre os dois planos terra uma camada de cola, que apesar de ser prensada e tornar-se fina, ainda representa um potencial problema na faixa de ondas milimétricas. A cola usualmente não se espalha de maneira uniforme, depositando-se em pequenas bolhas. Estas bolhas localizadas abaixo de um elemento radiante podem vir a distorcer completamente as características do elemento. Uma vez que esta bolha esteja prensada contra dois planos terra, esse problema é minimizado. Outra alternativa é realizar furos nos dois substratos, de forma que qualquer excesso de cola possa fluir para a região exterior quando os blocos são submetidos à prensa. Os furos, desde que estejam suficientemente afastados das antenas, não representam risco do ponto de vista eletromagnético.

4.6 Caracterização da lente

A medida de antenas na faixa de ondas milimétricas apresenta algumas vantagens quando comparada a medidas similares realizadas na faixa de microondas. Em virtude da atenuação no espaço livre ter um valor extremamente alto, as antenas receptora e transmissora podem estar a uma distância não muito grande uma da outra, pois as eventuais reflexões causadas por multi-caminho serão naturalmente atenuadas. Ressalte-se no entanto, o fato de que os absorvedores em geral passam a apresentar atenuações significativamente mais baixas nas faixas milimétricas, sendo então comercialmente disponibilizados, pequenos cones específicos para esta faixa de frequência (infelizmente a câmara anecóica da Universidade do Colorado não dispunha destes cones). Entretanto, mesmo a medida em ambientes fora de câmaras anecóicas (sem absorvedores) pode ser empregada em situações onde não se exija alta precisão nas medidas. Com o uso do recurso de *gating*, presente em analisadores de redes, é possível temporizar a aquisição do sinal no tempo exato, excluindo o efeito de sinais refletidos na medida.

Entretanto, a medida de antenas na faixa de ondas milimétricas também apresenta inconvenientes. No caso da lente em questão, a mesma foi montada juntamente com a antena

alimentadora numa armação com tubos metálicos encaixáveis, provenientes de uma mesa ótica. Dessa forma, era possível o movimento relativo da antena alimentadora, a iluminação do FS em ângulo, etc. O problema reside no fato de que o sistema é altamente sensível aos alinhamentos, em virtude do pequeno comprimento de onda. As vibrações, que ocorriam por ocasião do movimento das plataformas, introduziam erros que faziam com que medidas semelhantes executadas em seqüência, apresentassem resultados distintos, apenas em função do sistema não ser completamente fixo. Isso acabou por gerar uma demora excessiva na etapa de medidas, pois era impossível prever o desempenho do sistema, e as varreduras tiveram de ser executadas várias vezes, a fim de se extrair a melhor medida.

Uma ilustração contendo os itens principais envolvidos no processo de medida está apresentada na figura 4.7. O sistema é completamente controlado por um computador, e a interface com o usuário é realizada dentro do ambiente Matlab [8]. Os dados são enviados ao computador através de canais GPIB (IEEE488) [9].

Fig.4.7 Ilustração contendo os elementos principais empregados na etapa de medida. A antena alimentadora, um guia de onda WR22 aberto, opera aqui como receptora, e é conectada a um analisador de espectro HP-8565E. Uma antena corneta padrão LP para a banda Ka é utilizada como antena transmissora, e é alimentada por um oscilador sintetizado HP-83650A.

Outro problema que surgiu foi a falta de sensibilidade dos receptores, no caso um analisador de espectro, equipamento que recebia o sinal na antena alimentadora posicionada no foco da lente. O mesmo não apresentou sensibilidade suficiente para realizar uma medida adequada, com a distância d da ordem de 0,9m. Os cabos de conexão, utilizando conectores tipo K,

apresentavam também altas perdas (aproximadamente 10dB para trechos de 80cm), e a potência transmitida pela fonte de sinal era limitada em 10dBm. A atenuação imposta pelo trecho de espaço livre entre a antena corneta e o NFS do DLA era de aproximadamente 63dB. O piso de ruído associado ao analisador de espectro estava na faixa de -66dBm. Para corrigir estes problemas, foi necessária a inclusão de um LNA junto ao analisador de espectro. O LNA era um MITEQ AMF-6F-2600400-50-8P [10], que quando polarizado com 15V fornece um ganho nominal de 35dB. Em nossa medida a tensão de alimentação foi fixada em 8V, de forma a se obter a faixa dinâmica adequada.

Para a transmissão do sinal (antena localizada no campo distante) foi utilizada uma antena corneta operando com polarização linear, já que não havia disponível uma corneta nesta faixa de frequência operando com polarização circular.

A figura 4.8 ilustra uma foto da antena alimentadora juntamente com a lente, montada na câmara anecóica. A figura 4.9 apresenta uma foto em detalhe da antena transmissora localizada no campo distante, e a figura 4.10 apresenta uma foto em detalhe da lente.

Fig.4.8 Detalhe da lente, montada numa moldura de substrato tipo FR4, juntamente com a antena alimentadora, um guia de onda em aberto.

Fig.4.9 Montagem da antena transmissora, uma corneta, sendo alimentada por um sintetizador.

Fig. 4.10 Detalhe da superfície FS do DLA, sendo excitado pela guia em aberto.

O primeiro passo para a medida da lente é achar o ponto focal ótimo, o qual tem no cálculo teórico apenas uma primeira aproximação. Para isso, a antena alimentadora é posicionada iluminando o centro do FS (usando-se uma caneta apontadora de laser para a tarefa), e em seguida diversas medidas são realizadas, variando-se a distância entre ambas e verificando

qual afastamento corresponde ao melhor diagrama de campo distante. A figura 4.11 mostra o diagrama de campo distante obtido para o melhor caso, que ocorreu com uma distância de 46mm. O valor teórico era 58,5mm.

Fig.4.11 Diagrama de campo distante normalizado para o caso de incidência normal. A linha sólida representa o diagrama obtido a partir da simulação, a linha tracejada, o diagrama medido.

De acordo com a figura 4.11, é possível observar que o feixe principal medido tem o máximo em 8°, e não em zero, como seria de se esperar. Essa discrepância é devida a problemas na etapa de fabricação (os dois substratos não estando perfeitamente alinhados) e também ao desalinhamento que ocorre durante a operação dos motores que movimentam os estágios onde as antenas estão fixadas. A medida da razão axial, com incidência normal, resultou em 2,7dB.

O desempenho do DLA operando como antena multi-feixes é também investigado, e a partir do esquema apresentado na figura 4.12 pode ser visualizado o mecanismo pelo qual a antena alimentadora é movimentada para que a iluminação se dê no FS em ângulo.

Fig.4.12 Esquema básico apresentando o posicionamento relativo entre o DLA e a antena alimentadora para que a medida do campo distante se dê com diversos ângulos de incidência.

A antena alimentadora é inclinada com um ângulo τ , e para cada ângulo particular, a nova distância d é encontrada através do método de tentativa e erro, analisando-se o campo distante resultante. A figura 4.13 ilustra o diagrama de campo distante obtido com seis diferentes ângulos de incidência.

Fig.4.13 Diagrama de campo distante normalizado, para diferentes ângulos τ .

Outra avaliação interessante é a medida *thru*, que exprime quão bem o DLA capta/transmite a energia eletromagnética transmitida/recebida pela antena alimentadora. O teste basicamente compara o caso da energia recebida por uma antena com e sem a lente, considerando todas dimensões (foco, incidência normal, etc) ótimas. No presente caso, a lente foi inserida dentro de um quadro metálico, com vistas a estender o plano terra, uma vez que antenas *patch* CP necessitam de uma grande área de plano terra para que as correntes dos dois modos, que geram conjuntamente a polarização circular, sejam estabilizados. A figura 4.14 apresenta o resultado, obtido com diferentes distâncias focais. Deve-se notar que existe um problema de casamento de polarização no sistema, já que no caso da medida sem a lente as duas antenas estão alinhadas, mas no caso com a lente o NFS recebe CP, mas a corneta transmite LP, ocasionando uma perda teórica mínima de 3dB. Este fator de 3dB está levado em conta na figura 4.14.

Fig.4.14 Resultados da medida *thru*, em 40GHz. O gráfico apresenta a comparação entre a medida da potência recebida nas situações com e sem a lente, de acordo com os detalhes apresentados no texto.

O eixo horizontal representa a distância entre a lente e a antena alimentadora, para cada caso.

Existem alguns motivos aos quais se pode atribuir essa perda de inserção: perdas por iluminação não uniforme, transbordamento e demais perdas provenientes de casamento imperfeito entre as antenas e linhas de transmissão, alinhamento imperfeito entre as antenas, etc. Um DLA contando com um número maior de elementos, proporcionando uma maior área efetiva, tenderia também a apresentar um desempenho melhor.

Outro item investigado foi a influência do DLA nas características elétricas da antena alimentadora. A antena alimentadora fica tipicamente numa região próxima do DLA, da

ordem de alguns poucos comprimentos de onda e, além disso, a superfície da lente e a moldura metálica possuem grandes dimensões. Assim, a antena iluminando o FS poderia apresentar diferenças do seu desempenho normal, devido a descasamentos e efeitos tais como múltiplas reflexões entre sua abertura e o FS e moldura. Para avaliar este item, uma montagem foi realizada, medindo-se o parâmetro S11 da antena alimentadora com e sem a presença do DLA, conforme ilustra a figura 4.15.

Fig.4.15 Esquema básico da medida da influência do DLA na antena alimentadora. É realizada uma comparação, por meio de um analisador de redes HP8510, do parâmetro S11 medido com e sem o DLA.

Os resultados medidos mostraram que a influência é desprezível, não havendo praticamente diferença entre as duas situações do ponto de vista do parâmetro S11 da antena alimentadora. A diferença observada foi menor que 0,5dB, e a medida foi executada de 39 a 41GHz com 201 pontos.

4.7 Conclusão

Considerando-se os limites impostos pelo fato do processo de fabricação ter se dado dentro das facilidades presentes dentro de uma universidade (Universidade do Colorado), pode-se considerar os resultados obtidos como positivos. A construção de um sistema multi-feixes alternativo à lente aqui descrita, envolveria a provável usinagem de uma lente dielétrica, o que demandaria grande precisão, e as perdas associadas também seriam altas. Isso acaba por configurar o DLA como uma solução atraente para as aplicações em ondas milimétricas. Além disso, a topologia com um grau de liberdade (1DF) apresentou também um bom desempenho na varredura para diferentes ângulos de excitação, resultado que superou as

expectativas iniciais, que eram de que uma lente 1DF teria uma capacidade extremamente reduzida de apontamento de feixe. A reduzida perda de inserção medida no teste *thru* (cerca de 4dB), e a varredura do feixe entre os ângulos de -40° a 40° demonstraram um bom desempenho do DLA projetado para a banda Ka.

Bibliografia

- [1] LPKF Laser & Electronics AG, Osteriede 7,D-30827, Garbsen, Alemanha, www.lpkf.com.
- [2] C.A.Fernandes, J.G.Fernandes, “Performance of lens antennas in wireless indoor millimeter wave applications”, **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.47, pp.732-739,1999.
- [3] M.E.H.Sleimen, “**Etude de Reseaux d’antennes imprimees en millimetrique**”, PhD dissertation, Universite de Rennes 1, France, 1999.
- [4] R.C.Hansen, “**Phased Array Antennas**”, Wiley series in Microwave and Optical Engineering, Kai Chang series editor, Ch.10, 1998.
- [5] Rogers Corporation, One Technology Drive, Rogers, CT, USA, www.rogerscorporation.com.
- [6] J.R.James, A.Henderson, “High frequency behavior of microstrip open circuit terminations”, **IEE Journal of Microwave, Optics and Acoustics**, v.3, pp.205-218, 1979.
- [7] Ansoft Software Inc., Four Station Square, Suite 200,Pittsburgh, PA,USA, Ansoft Designer versão 1.0, www.ansoft.com.
- [8] The MathWorks Inc., 3 Apple Hill Drive, Natick, MA,USA , Matlab versão 7.0.
- [9] Padrão IEEE488, <http://www.techsoft.de/htbasic/tutgpib.htm>.
- [10] Miteq Inc., 100 Davids Drive Hauppauge, NY, 11788, www.miteq.com

5. CONCLUSÃO

Este trabalho teve por objetivo o estudo de lentes discretas (DLAs), operando como antenas. O número relativamente pequeno de publicações envolvendo este tema não condiz com a ampla gama de potenciais aplicações que estas estruturas podem vir a oferecer, ressaltando-se o fato de que a construção de DLAs é realizada através dos mesmos processos padrões utilizados na fabricação de circuitos impressos comuns. Sem embargo, mesmo lentes dielétricas comuns operando como antenas não são aplicadas numa grande variedade de situações, a despeito de serem conhecidas há bastante tempo. A necessidade de gerar os serviços tecnológicos com uma sofisticação cada vez maior, demanda uma infra-estrutura tecnológica também otimizada, e nesse contexto os sistemas de transmissão baseados em lentes apresentam uma alternativa interessante.

Do ponto de vista puramente teórico, a familiarização com DLAs envolve conceitos provenientes da área de quase-ótica, o que acaba englobando temas pertinentes não só à teoria de antenas, como também à ótica. Assim, há a necessidade de uma multidisciplinaridade para o correto entendimento dos processos envolvidos no efeito de foco, o que é estimulante e desafiador para o pesquisador, que acaba fazendo o relacionamento entre áreas diversas do conhecimento. Esta conexão entre diferentes ramos da engenharia raramente é explorada em livros texto, onde as diferentes disciplinas são normalmente tratadas de maneira estanque.

O projeto de DLAs envolve não apenas um único pacote computacional, em virtude de suas grandes dimensões e particularidades. Os elementos (antenas e linhas de retardo) são projetados usando-se um CAD comum, de elementos eletromagnéticos (por exemplo, Ansoft Designer e Zeland IE3d). Em seguida, o leiaute é realizado com uma plataforma comum de desenho (por exemplo, Autocad), que possui formatos de arquivo com aceitação universal, e possibilita ações de importação e exportação do leiaute com os CADs eletromagnéticos. O projeto da lente em si, e a respectiva simulação simplificada do campo distante são realizados dentro do ambiente de softwares matemáticos, que possibilitam fácil e agradável interface com o usuário no formato de gráficos e visualização de resultados.

Como meio de estabelecer uma ponte entre a teoria de projeto e a prática, foram construídas duas lentes discretas, operando em duas faixas de frequências distintas, com o objetivo de se avaliar problemas práticos relacionados com a confecção dos dispositivos. Foi verificado

então que a fabricação, montagem e teste dos referidos dispositivos envolveram detalhes práticos e técnicos interessantes, os quais possibilitam que futuros desenvolvimentos na área de antenas em geral se beneficiem deste conhecimento acumulado.

5.1 Análise dos resultados obtidos

As duas lentes discretas projetadas, apresentadas nos capítulos 3 e 4, mostraram ser viável o uso da topologia de DLAs em uma gama de aplicações variando de comunicações *indoor* a sistemas de comunicação via satélite.

O DLA analisado no capítulo 3, projetado para operação na banda X e implementado por uma empresa externa situada no Canadá, apresentou dificuldades de projeto e construção, os quais podem ser atribuídos a uma série de fatores, entre os quais a utilização de um substrato excessivamente fino e flexível. Tivesse sido escolhida a alternativa mais cara, com a mesma espessura, mas preço mais elevado (TMM6) [1], as dificuldades associadas seriam aliviadas, em virtude da maior precisão nas etapas de construção, colagem e alinhamento das camadas constituintes da lente. Apesar dos problemas relacionados à construção, o desempenho de um segundo protótipo pôde ser considerado satisfatório, uma vez que se enquadre o projeto do DLA dentro de especificações iniciais extremamente restritas, como meio de substituir os sistemas de antena multi-feixes tradicionais baseados em *phased arrays*.

O DLA projetado para a banda Ka, analisado no capítulo 4, a despeito de ter sido inteiramente construído dentro das possibilidades oferecidas pelos equipamentos presentes na sala limpa e no laboratório de Antenas Ativas da Universidade do Colorado, apresentou desempenho satisfatório. Houve um controle maior em todas as fases do projeto, além de que foi utilizado o conhecimento acumulado durante o projeto anterior da lente para a banda X. Seu desempenho, observado na câmara anecóica (através de medidas de campo distante) foi satisfatório, a despeito do espaçamento entre os elementos ser maior do que meio comprimento de onda e da presença das linhas de retardo junto ao NFS. As etapas de construção e medida foram críticas, exigindo procedimentos adequados para as dimensões físicas extremamente pequenas do DLA bem como a sensibilidade do mesmo frente aos demais equipamentos presentes na câmara anecóica.

5.2 Contribuições deste trabalho

As contribuições provenientes deste trabalho podem ser divididas em contribuições teóricas e experimentais. Como contribuições teóricas podem ser ressaltadas:

- Cálculo computacional do campo distante do DLA via ótica física (seção 2.2): programa escrito na linguagem Matlab [2] após gerar um conjunto de vetores descrevendo a lente, projetada de acordo com a teoria apresentada no capítulo 2, aplica os conceitos de ótica física para gerar uma estimativa do campo distante associada à topologia.
- Análise computacional das perdas do DLA, *taper* e transbordamento (seção 2.1.1), através do software, escrito na linguagem Matlab [2], que lê os dados que descrevem a matriz NFS e as excitações associadas a cada elemento e calcula as referidas perdas, comparando com os casos de iluminação ideais.
- Análise da sensibilidade de projeto de um DLA frente a variações nos parâmetros de construção: estudo realizado com o intuito de definir quais eram os elementos do DLA que apresentavam maior sensibilidade frente a variações provenientes da etapa de construção (seção 3.8).
- Desenvolvimento da intuição física no projeto, fabricação e medida de redes de antenas alimentadas espacialmente. Este item é de fundamental importância, uma vez que há um número pequeno de pesquisadores realizando trabalhos experimentais envolvendo conceitos gerais de quase-ótica.

Como contribuições no campo experimental, podem ser citadas:

- Desenvolvimento de uma lente discreta para a banda X com amplo ângulo de varredura, apresentado no capítulo 3.
- Desenvolvimento de uma lente discreta para a banda Ka, com as particularidades inerentes a uma estrutura planar operando na faixa de ondas milimétricas, até o momento sendo a lente discreta de maior frequência de operação reportada na literatura, apresentado no capítulo 4.
- Procedimentos experimentais para adequada montagem de lentes discretas, conceitos apresentados ao longo dos capítulos 3 e 4.
- Procedimentos experimentais para montagens e medidas de estruturas operando na faixa de ondas milimétricas, apresentados nas seções 4.5 e 4.6.

As lentes discretas relativas a este trabalho podem ser utilizadas em aplicações diversas, as quais serão analisadas sucintamente nos itens seguintes.

5.3 Possíveis aplicações dos DLAs projetados

Os DLAs projetados para as bandas X e Ka, analisados respectivamente nos capítulos 3 e 4, podem ter as seguintes aplicações:

- Comunicação com vários satélites utilizando a lente projetada para a banda X e diversas antenas alimentadoras distribuídas na superfície focal, cada uma com um feixe apontando numa direção particular. Desta forma a lente comporta-se como um sistema multi-feixes, cujos diferentes feixes são estabelecidos de forma independente pelas respectivas antenas alimentadoras (figura 3.1).
- *Tracking* de um satélite que tem sua posição alterada pelo chaveamento entre diferentes antenas alimentadoras posicionadas na superfície focal do DLA projetado para a banda X (figura 3.1),
- Elemento *front-end* para sistemas de comunicação *indoor* operando na faixa de ondas milimétricas, aplicação possível para a lente projetada para a banda Ka. De acordo com o diagrama de campo distante medido e apresentado na figura 4.13, é possível esta aplicação em sistemas de redes *wireless* LAN, onde a conexão entre um sistema central (do tipo *access point*- onde estaria conectada a lente) e os diversos dispositivos móveis (computadores, impressoras, câmeras de vídeo, etc) se efetua através de diferentes feixes produzidos por um conjunto de antenas alimentadoras, os quais, considerando as pequenas dimensões dos comprimento de onda associados à faixa de ondas milimétricas, podem ser implementadas no formato de antenas impressas, de baixo custo e facilmente integradas a circuitos.

5.3.1 Aplicação com apontamento de feixe através da variação da amplitude das antenas alimentadoras

A utilização de DLAs permite que se obtenha um ajuste fino do apontamento de feixe, através da excitação de duas antenas alimentadoras próximas, com diferentes níveis de potência. Dessa forma, este apontamento pode ser implementado agregando-se amplificadores com ganho variável excitando duas antenas suficientemente próximas,

posicionadas na superfície focal. A figura 5.1 ilustra um exemplo desta aplicação, simulada computacionalmente, tendo por base o DLA analisado no capítulo 3, operando na banda X.

Fig.5.1 Ilustração da simulação obtida para a lente de 97 elementos, analisada no cap.3, sendo excitada por duas antenas alimentadoras, posicionadas em 0° e 10°, conforme indica o detalhe. O traço de cor verde simboliza o alimentador posicionado em 0° com uma amplitude relativa de 0,9 e o alimentador em 10° com 0,1; o traço azul simboliza ambos alimentadores com amplitude relativa de 0,5 e o traço de cor preta representa a antena posicionada em 0° sendo excitada com uma amplitude relativa de 0,1 e a posicionada em 10° com 0,9. A simulação apresentou uma variação do apontamento de feixe de aproximadamente 5°, entre os casos extremos.

5.3.2 Aplicação como antena inteligente

Antenas inteligentes são normalmente utilizadas quando é desejado obter-se o apontamento do feixe da rede em uma direção particular, a qual pode ser definida a priori ou mesmo determinada dinamicamente, quando algoritmos do tipo *direction finding* são aplicados aos valores de campo individuais recebidos pelos elementos da rede. O processamento aplicado é razoavelmente complexo, e em geral envolve processadores digitais de sinais. DLAs, por sua vez, permitem que se alivie o processamento, em casos de apontamento de feixe e determinação da direção de chegada [3,4]. Basicamente, o processo baseia-se no fato de que os feixes incidentes num DLA, provenientes de diferentes direções, são focalizados em posições correspondentes na superfície focal. Se várias antenas forem dispostas na superfície

focal, conforme ilustra a figura 5.2, a cada posição angular no foco corresponderá uma direção de chegada. Uma estimativa rápida pode ser obtida através do monitoramento das potências recebidas pelos elementos. Aquele que obtiver a maior leitura indicará a direção da fonte, e esta informação pode ser refinada posteriormente através de algoritmos de cálculo da direção de chegada, com substanciais ganhos de rapidez quando confrontados com redes planares comuns. Evidentemente, quanto mais densa for a rede presente na superfície focal, mais precisa é a estimativa, com a limitação imposta pela presença física de diversos elementos muito próximos, tais como impedâncias mútuas e acoplamentos espúrios.

Fig.5.2 Ilustração mostrando as dimensões reais da superfície focal associada ao DLA operando na banda X, apresentado no capítulo 3. Foram distribuídas, de maneira uniforme, 70 antenas na superfície, de tal forma a cobrir 70 diferentes inclinações do feixe principal.

Outra aplicação interessante de DLAs surge como rede retrodiretiva [5,6]: se a superfície focal for coberta com um condutor elétrico perfeito, o DLA passa a responder a um sinal incidente da mesma forma que uma rede retrodiretiva, ou seja, a rede aponta o feixe automaticamente para a direção do sinal incidente. Redes retrodiretivas podem ser construídas de duas formas: com misturadores associados a cada elemento, cuja frequência do oscilador local é o dobro da frequência do sinal de RF (denominada topologia fase-conjugada) ou agregando a pares de antenas da rede, linhas de transmissão de comprimento variável, de tal forma que pares de antenas que estejam equidistantes do centro da rede tenham conexões de mesmo comprimento (topologia Van-Atta). DLAs então apresentam

uma alternativa de construção aos modelos tradicionais, com as facilidades inerentes de sua estrutura planar.

É interessante ressaltar ainda que um sistema de comunicação operando com DLA configura-se automaticamente como um sistema que opera com diversidade angular, ou seja, dois canais de comunicação simultâneos podem ser estabelecidos a partir do uso de duas antenas posicionadas em diferentes posições angulares da superfície focal. Este esquema, análogo às topologias semelhantes de diversidade – espacial, frequência – aumenta a confiabilidade associada ao canal de comunicação, possibilitando maiores taxas de transferência de dados.

5.4 Comparação entre DLAs e outras topologias

Embora as aplicações de DLAs até o momento se darem no âmbito acadêmico, existem vantagens associadas à sua utilização, e a comparação com as alternativas mais comuns (*phased arrays*, refletores parabólicos e lentes dielétricas) é relevante.

5.4.1 *Phased arrays*

Phased arrays são presentes em diversos arranjos de antenas, e apresentam o inconveniente de custo, que é alto particularmente para a faixa de ondas milimétricas, e também apresentam consideráveis perdas resistivas, as quais podem vir a degradar a figura de ruído do sistema. A alternativa apresentada por lentes discretas é vantajosa nesse sentido, especialmente para o caso de ondas milimétricas. As redes formadoras de feixe (*beamformers*), também complexas, são eliminadas na alternativa baseada em DLAs. Convém ressaltar que tais redes formadoras de feixe apresentam perdas que aumentam em proporção exponencial com o número de portas, tornando-se impraticáveis em situações onde o número de saídas seja muito grande [7]. Neste contexto, DLAs eliminam este inconveniente, especialmente para o caso onde exista um grande número de elementos, o que resulta em efeito de foco ainda mais pronunciado.

Dessa forma, lentes discretas podem vir a substituir com vantagem sistemas baseados em *phased arrays* nas seguintes situações:

- onde haja a necessidade de um grande número de elementos presentes na rede,
- em frequências altas onde o custo e perdas associados aos *phased arrays* sejam proibitivos.

5.4.2 Refletores parabólicos

A despeito do seu vasto uso, que levou à produção em larga escala e conseqüentemente diminuição de custos, o refletor parabólico pode, em algumas circunstâncias, ser substituído por DLAs. A principal vantagem do DLA, além de sua estrutura planar, é a possibilidade de inserção de elementos amplificadores nas células. Assim, enquanto que o ganho de um refletor parabólico é função da dimensão do refletor, grandes ganhos são inevitavelmente associados a grandes dimensões físicas, as quais eventualmente se tornam impraticáveis, elevando sobremaneira os custos e as dificuldades de infra-estrutura na construção de suportes mecânicos e torres. No caso de DLAs, ou mesmo redes refletoras, o ganho desejado poderia ser obtido por intermédio de amplificadores, sem necessidade de grandes áreas. Algumas aplicações baseadas em redes refletoras já surgem como alternativas claras a refletores parabólicos [8,9], onde os pontos positivos das redes refletoras – menor custo, menor peso, menores dimensões, são contrabalançados pelos respectivos pontos positivos de refletores – altos ganhos e grandes larguras de banda. A mesma análise qualitativa pode ser aplicada aos DLAs.

5.4.3 Lentes dielétricas

Embora lentes dielétricas não tenham aplicação vasta, são atualmente estudadas como alternativa atraente na faixa de ondas milimétricas, onde suas dimensões físicas e peso são consideravelmente reduzidos. Uma confrontação [10] entre as topologias DLA e lentes dielétricas, com lentes dielétricas sendo analisadas de acordo com a teoria de feixes gaussianos, mostrou que em termos de desempenho, ambas alternativas são equivalentes. As vantagens associadas ao DLA ficariam restritas então à sua estrutura planar e maior facilidade de construção.

5.5 Sugestões para trabalhos futuros

A alternativa apresentada pelo DLA apresenta-se atraente do ponto de vista tecnológico em uma série de casos. Com vistas a estender o presente trabalho, são sugeridos os seguintes tópicos para investigações futuras:

- Investigação da inclusão de elementos amplificadores no DLA, gerando uma estrutura ativa.
- Investigação de linhas de retardo otimizadas para os DLAs, onde a defasagem necessária possa ser implementada por linhas de transmissão com velocidade de fase o mais alta possível, ou então através do uso de linhas de transmissão artificiais ou mesmo filtros operando fora da ressonância, de forma a diminuir suas dimensões.
- Estudo sobre métodos de agregar processamento digital ao DLA, através de processadores digitais. As particularidades do mecanismo de foco associadas à lente podem reduzir o processamento de tarefas tais como identificação do ângulo de chegada e apontamento do feixe.

Bibliografia

- [1] Rogers Corp, Rogers Corporation, One Technology Drive, Rogers, CT, USA, www.rogerscorporation.com.
- [2] The MathWorks Inc., 3 Apple Hill Drive, Natick, MA,USA , Matlab versão 7.0.
- [3] S.N.Diggavi, J.J. Shynk, A.J.Laub, “Direction-of-arrival estimation for a lens-based array”, **IEEE Transactions. on Antennas and Propagation**, vol.42, pp.666-675, 1994.
- [4] J. Vian, Z.Popovic, “Smart lens antenna arrays”, **IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest**, vol.1, pp. 129-132, 2001.
- [5] S. Hollung, “**Quasi-optical transmit/receive lens amplifier arrays**”, PhD Thesis, University of Colorado, 1998.
- [6] R.Y. Miyamoto, T. Itoh, “Retrodirective arrays for wireless communications”, **IEEE Microwave Magazine**, vol. 3, pp. 71 – 79, Mar. 2002.
- [7] R.A.York, Z. Popovic, “**Active and quasi-optical arrays for solid state power combining**”, John Wiley and Sons, 1997.
- [8] D.G.Kurup, M.Himdi, A.Rydberg, “Design of an unequally spaced reflectarray”, **IEEE Antennas and Wireless propagation letters**, vol.2, pp.33-35, 2003.
- [9] S.D.Targonski, D.M.Pozar, “Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size”, **IEEE AP-S Antennas and Propagation Symposium Digest**, pp.1820-1823, 1994.
- [10] Popovic D.: “**Constrained Lens Arrays for communication systems with polarization and angle diversity**”, PhD Thesis, University of Colorado, 2002.

APÊNDICE: Artigos sobre o trabalho da tese

- M. B. Perotoni, D. Consonni, J.C.da S. Lavava: “A 20GHz Patch Antenna with a CPW to Microstrip Transition”, **Anais do IMOC 2003 - SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference**, pp. 807 – 810, Set. 2003
- S. Rondineau, M.B. Perotoni, N. Lopez, Z. Popovic: “Packaging of Multibeam Spatially-Fed Antenna Arrays”, **IEEE AP-S Antennnas and Propagation Symposium Digest**, pp. 1435 – 1438, Jun. 2004.
- M.B. Perotoni, S. Rondineau, R. Lee, D. Consonni, Z. Popovic: “X-band discrete lens array for a satellite communication ground station antenna”, submetido ao IMOC 2005, **SBMO/IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference**.
- M. Perotoni, S. Rondineau, A. Saravanan, Z. Popovic: “A 40GHz discrete lens array”, a ser submetido à **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**.