



**Ilidio Leite Ferreira Filho**

**Estudos de Lente de Rotman em Microstrip  
para Aplicações em Sistemas Phased Array**

**Tese de Doutorado**

Tese apresentada como requisito parcial para  
obtenção do título de Doutor pelo Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica da PUC-Rio.

Orientador: Prof. Marbey Manhães Mosso

Rio de Janeiro  
Setembro de 2016



**Ilidio Leite Ferreira Filho**

**Estudos de Lente de Rotman em Microstrip para Aplicações em Sistemas Phased Array**

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

**Prof. Marbey Manhães Mosso**

Orientador

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

**Profa. Maria Cristina Ribeiro Carvalho**

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

**Prof. Gláucio Lima Siqueira**

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

**Dra. Gelza de Moura Barbosa**

Marinha do Brasil

**Dr. Claumir Sarzeda da Silva**

Instituto de Pesquisas da Marinha

**Dr. Luiz Alberto de Andrade**

Comando-Geral de Tecnologia Aeroespacial

**Prof. Márcio da Silveira Carvalho**

Coordenador Setorial do Centro

Técnico Científico - PUC-Rio

Rio de Janeiro, 23 de setembro de 2016

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do autor e do orientador.

## **Ilidio Leite Ferreira Filho**

Graduou-se em Engenharia Elétrica com Ênfase em Eletrônica no Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca em 1988. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pelo Instituto Militar de Engenharia em 2000. Obteve o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro em 2016. Ingressou na Marinha do Brasil como Técnico em Eletrônica em 1986 e ascendeu funcionalmente para Engenheiro em 1988. Trabalhou com diversos sistemas eletrônicos no Centro de Eletrônica da Marinha (atual Centro de Manutenção de Sistemas). Atualmente, na Diretoria de Sistemas de Armas da Marinha, participa da especificação, aquisição e comissionamento de sistemas eletrônicos da Marinha.

### Ficha Catalográfica

Ferreira Filho, Ilidio Leite

Estudos de lente de Rotman em microstrip para aplicações em sistemas phased array / Ilidio Leite Ferreira Filho ; orientador: Marbey Manhães Mosso. – 2016.

189 f. : il. color. ; 30 cm

Tese (doutorado)—Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2016.

Inclui bibliografia

1. Engenharia Elétrica – Teses. 2. Micro-ondas. 3. Ondas milimétricas. 4. Lentes de Rotman. 5. Phased array. 6. Telefonia móvel 5G. I. Mosso, Marbey Manhães. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD: 621.3

Dedico a Deus pelas bênçãos recebidas, aos meus pais, Ilidio e Ondina (*in memoriam*), que me deram a vida e o amor para crescer, à minha esposa Alice pelo amor e compreensão, aos meus filhos Beatriz e Bernardo, frutos do amor abençoado por Deus, à minha sogra Maria Alice pelo apoio em diversos momentos e a alguém que chegou nesta etapa da minha vida, meu neto Miguel..

## Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço a Deus pelas graças recebidas que me permitiram atravessar os obstáculos nessa trajetória de estudos.

Ao meu orientador, Professor Marbey Manhães Mosso, pelos ensinamentos, incentivo e dedicação nesta pesquisa e em outros assuntos com lindas lições de vida.

Aos meus pais e especialmente à minha mãe, que com todas as dificuldades de uma viúva, me permitiu estudar até estar apto para ingressar no mercado de trabalho.

À minha esposa Alice, que nos momentos críticos demonstrou o seu amor e compreensão na minha ausência para alcançar esse objetivo.

Aos meus filhos Beatriz e Bernardo, pelo amor infinito e pela compreensão da minha ausência em diversos momentos de lazer em família.

Ao meu neto Miguel pelos momentos de felicidade que me proporciona quando, ao me dirigir o olhar, se desmancha num sorriso.

Aos meus primos Daniel e Denise, que foram muito importantes no apoio à minha formação profissional.

À Marinha do Brasil, representada pela Diretoria de Sistemas de Armas da Marinha (DSAM), que me proporcionou durante três anos, a oportunidade de me dedicar exclusivamente ao Doutorado, oportunidade sem a qual esse sonho não seria possível.

Na DSAM, um agradecimento especial aos Comandantes Siciliano, Auro e Natalizi e à Analista de Sistemas Maria Inês pelo apoio recebido para a conclusão dessa tese.

A Capitão de Mar e Guerra (EN) Gelza de Moura Barbosa pelos ensinamentos e apoio em momentos críticos na trajetória do meu Doutorado.

Ao Tecnologista Alexandre Toledo, do IPqM, pelo companheirismo e apoio em diversos momentos.

Aos meus amigos do GSOM, Juliana Carvalho, Vanessa Magri, Jorge Mitrione e Gidy por todo apoio, companheirismo e amizade. Sempre lembrarei dos alegres momentos de confraternização na copa.

Ao laboratório GIGA/PUC-Rio pelo apoio na fabricação de lentes de Rotman em "microstrip" em dimensões reduzidas para a frequência de 28 GHz.

Aos professores e pesquisadores que participaram da Comissão examinadora.

Ao cafezinho do "Chiquinho" que funcionava como calmante para os momentos mais intensos dos trabalhos de pesquisa.

À convivência com todos os funcionários e professores do CETUC, um ambiente agradável e propício às pesquisas.

## Resumo

Ferreira Filho, Ilidio Leite; Mosso, Marbey Manhães. **Estudos de lente de Rotman em microstrip para aplicações em sistemas phased array**. Rio de Janeiro, 2016. 189p. Tese de Doutorado - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Este trabalho de Tese apresenta a pesquisa, dimensionamento e desenvolvimento de lentes de Rotman em "microstrip". É apresentada uma nova metodologia para projetos com apoio de ferramentas computacionais de simulação eletromagnética. São desenvolvidos protótipos em substratos dielétricos ( $\epsilon_r = 10,2$ ) para aplicações de direcionamento eletrônico de feixe ("phased array") nas faixas de frequências de radares e sistemas de defesa (4 - 6 GHz) e dos futuros sistemas de telefonia móvel 5G (27 - 29 GHz). Também são apresentados os resultados das simulações e testes realizados em todos os dispositivos desenvolvidos.

## Palavras-chave

Micro-ondas; ondas milimétricas; lentes de Rotman; phased array; telefonia móvel 5G.

## Abstract

Ferreira Filho, Ilidio Leite; Mosso, Marbey Manhães (Advisor). **Microstrip Rotman lens studies for applications in phased array systems**. Rio de Janeiro, 2016. 189p. Doctoral Thesis - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

This work presents the research, dimensioning and design of microstrip Rotman lens. A new methodology for designs with support of computational tools of electromagnetic simulation is presented. Prototypes are developed on dielectric substrates ( $\epsilon_r = 10.2$ ) for phased array applications in frequencies of defense systems and radar (4 - 6 GHz) and of future 5G mobile systems (27 - 29 GHz). Besides that, the results of the simulations and tests performed in all designed devices are presented.

## Keywords

Microwave; millimeter waves; Rotman lens; phased array; 5G mobile systems.

# Sumário

1 Introdução	23
2 Fundamentos Teóricos	27
2.1. "Phased array"	27
2.2. Lente de Rotman	31
2.3. Lente de Rotman em "microstrip"	41
2.4. Comentários	45
3 Desenvolvimento de uma lente de Rotman em "microstrip"	46
3.1. Metodologia	46
3.2. Projeto dos tapers e núcleo da lente de Rotman utilizando a ferramenta computacional ADS	51
3.3. Comentários	77
4 Lente de Rotman em "microstrip" para a faixa de frequência de radares e sistemas de defesa	78
4.1. Introdução	78
4.2. Projeto de uma lente de Rotman em "microstrip" com o substrato Rogers RT/duroid 6010	79
4.3. Protótipo da lente de Rotman em "microstrip" para 5,5 GHz	121
4.4. Adaptação do direcionamento do feixe da lente de Rotman com alterações no espaçamento entre antenas do "array"	145
4.5. Comentários	147
5 Lente de Rotman em "microstrip" para aplicação na futura telefonia móvel 5G	149
5.1. Introdução	149
5.2. Projeto	150
5.3. Protótipo da lente de Rotman em "microstrip" para 28 GHz	165
5.4. Lente de Rotman em "microstrip" para integração a outros	

circuitos	175
5.5. Comentários	179
6 Comentários finais e conclusões	181
7 Referências bibliográficas	186

## Lista de Figuras

Figura 1 - Arquitetura do protótipo do sistema de telefonia móvel 5G da Samsung em 28 GHz [Rappaport et al, 2014].....	25
Figura 2 - Conjunto linear de antenas de $N$ elementos [Skolnik, 2001]....	28
Figura 3 – “Array” de antenas com 2 elementos e linha de retardo para direcionamento do feixe [Skolnik, 2001].....	29
Figura 4 - Arquitetura básica de um sistema “phased array” .....	30
Figura 5 - Visualização dos possíveis percursos para o sinal na lente de Rotman [Ferreira Filho, 2000].....	32
Figura 6 - Parâmetros da lente de micro-ondas desenvolvida por [Rotman e Turner, 1963]. .....	32
Figura 7 - Lente de micro-ondas de placas paralelas [Rotman e Turner, 1963]. .....	33
Figura 8 - Erro de trajetória normalizado ( $\Delta/l$ ) da lente de Rotman. (a) $g = 1$ ; (b) $g = 1,1$ . .....	39
Figura 9 - Erro de trajetória normalizado ( $\Delta/l$ ) da lente de Rotman. (a) $g = 1,137$ ; (b) $g = 1,2$ . .....	40
Figura 10 - Parâmetros da lente de Rotman em “microstrip” .....	42
Figura 11 - Arquitetura de um projeto de lente de Rotman em “microstrip”. .....	47
Figura 12 – “Taper” linear para casamento do núcleo da lente.....	48
Figura 13 - Geometria para dimensionamento do arco focal da lente de Rotman em “microstrip”. .....	48
Figura 14 - Geometria para dimensionamento do contorno interno $\Sigma_I$ da lente de Rotman em “microstrip” .....	49
Figura 15 – “Layout” no ADS da lente de Rotman em “microstrip” com “taper” de $A_t = L = 0,5\lambda$ . .....	52
Figura 16 - Portas de feixe - resultados da simulação para “taper” de $A_t = L = 0,5\lambda$ . (a) perda de retorno; (b) isolamento. ....	54
Figura 17 - Portas de “array” - resultados da simulação para “taper” de $A_t = L = 0,5\lambda$ . (a) perda de retorno; (b) isolamento. ....	55

Figura 18 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de feixe para $A_t = \lambda$ . (a) $L = \lambda$ ; (b) $L = 1,25\lambda$ . ....	58
Figura 19 - Resultados da simulação - isolamento das portas de feixe para $A_t = \lambda$ . (a) $L = \lambda$ ; (b) $L = 1,25\lambda$ . ....	59
Figura 20 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de "array" para $A_t = \lambda$ . (a) $L = \lambda$ ; (b) $L = 1,25\lambda$ . ....	60
Figura 21 - Resultados da simulação - isolamento das portas de "array" para $A_t = \lambda$ . (a) $L = \lambda$ ; (b) $L = 1,25\lambda$ . ....	61
Figura 22 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" no ADS com "taper" de $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ . ....	62
Figura 23 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" simulado no ADS para $P_b = 7$ e $P_a = 4$ (configuração $7 \times 4$ ). ....	62
Figura 24 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" simulado no ADS para $P_b = 7$ e $P_a = 7$ (configuração $7 \times 7$ ). ....	62
Figura 25 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de feixe com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array" para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ e $P_b = 7$ . (a) $P_a = 4$ ; (b) $P_a = 7$ . ....	64
Figura 26 - Resultados da simulação - isolamento das portas de feixe com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array" para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ e $P_b = 7$ . (a) $P_a = 4$ ; (b) $P_a = 7$ . ....	65
Figura 27 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de "array" com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array" para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ e $P_b = 7$ . (a) $P_a = 4$ ; (b) $P_a = 7$ . ....	66
Figura 28 - Resultados da simulação - isolamento das portas de "array" com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array" para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ e $P_b = 7$ . (a) $P_a = 4$ ; (b) $P_a = 7$ . ....	67
Figura 29 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de feixe com alteração da espessura do substrato ( $T_d$ ) para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ , $P_b = 9$ e $P_a = 7$ . (a) $T_d = 1,575$ mm; (b) $T_d = 3,15$ mm. ....	69
Figura 30 - Resultados da simulação - isolamento das portas de feixe com alteração da espessura do substrato ( $T_d$ ) para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ , $P_b = 9$ e $P_a = 7$ . (a) $T_d = 1,575$ mm; (b) $T_d = 3,15$ mm. ....	70
Figura 31 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas	

de "array" com alteração da espessura do substrato ( $T_d$ ) para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ , $P_b = 9$ e $P_a = 7$ . (a) $T_d = 1,575$ mm; (b) $T_d = 3,15$ mm. ....	71
Figura 32 - Resultados da simulação - isolação das portas de "array" com alteração da espessura do substrato ( $T_d$ ) para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ , $P_b = 9$ e $P_a = 7$ . (a) $T_d = 1,575$ mm; (b) $T_d = 3,15$ mm. ....	72
Figura 33 - Portas de feixe - resultados da simulação para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ , $P_b = 7$ e $P_a = 4$ e $T_d = 3,15$ mm. (a) perda de retorno; (b) isolação. ....	73
Figura 34 - Portas de "array" - resultados da simulação para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ , $P_b = 7$ e $P_a = 4$ e $T_d = 3,15$ mm. (a) perda de retorno; (b) isolação. ....	74
Figura 35 - Transmissão pela porta de feixe 1 - resultados da simulação para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ , $P_b = 7$ e $P_a = 4$ e $T_d = 3,15$ mm. (a) amplitude; (b) fase. ....	75
Figura 36 - Transmissão pela porta de feixe 2 - resultados da simulação para $A_t = \lambda$ , $L = 1,25\lambda$ , $P_b = 7$ e $P_a = 4$ e $T_d = 3,15$ mm. (a) amplitude; (b) fase. ....	76
Figura 37 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" simulado no ADS para $P_b = 7$ e $P_a = 4$ (configuração 7 x 4) com área de 28 cm x 26 cm e espessura do substrato de 3,15 mm. ....	77
Figura 38 - Portas de feixe: resultados da simulação com "tapers" de $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ para o substrato de $T_d = 1,27$ mm. (a) perda de retorno; (b) isolação. ....	80
Figura 39 - Portas de "array": resultados da simulação com "tapers" de $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ para o substrato de $T_d = 1,27$ mm. (a) perda de retorno; (b) isolação. ....	81
Figura 40 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação com "tapers" de $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ para o substrato de $T_d = 1,27$ mm. (a) Porta 1; (b) Porta 2. ....	82
Figura 41 - Portas de feixe: resultados da simulação com "tapers" de $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ para o substrato de $T_d = 1,9$ mm. (a) perda de retorno; (b) isolação. ....	83
Figura 42 - Portas de "array": resultados da simulação com "tapers"	

de $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ para o substrato de $T_d = 1,9$ mm. (a) perda de retorno; (b) isolamento. ....	84
Figura 43 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação com "tapers" de $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ para o substrato de $T_d = 1,9$ mm. (a) Porta 1; (b) Porta 2. ....	85
Figura 44 - "Layout" inicial para projeto com $\psi = \alpha = 30^\circ$ tendo "tapers" com $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ . Substrato utilizado: Rogers RT/duroid 6010 com $\epsilon_r = 10,2$ , $T_d = 1,27$ mm e $T_c = 35$ $\mu$ m. ....	86
Figura 45 - Erro de trajetória normalizado $\Delta l$ da lente de Rotman para $\alpha = 20^\circ$ . (a) $g = g_{ótimo} = 1,061$ ; (b) $g = 0,97g_{ótimo} = 1,029$ . ....	88
Figura 46 - Isolação das portas de feixe: resultados da simulação com "tapers" de $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ para o substrato de $T_d = 1,27$ mm com $\alpha = 20^\circ$ . (a) $g = g_{ótimo}$ ; (b) $g = 0,97g_{ótimo}$ . ....	90
Figura 47 - "Layout" com $\psi = \alpha = 20^\circ$ e $g = 0,97g_{ótimo}$ tendo "tapers" com $A_t = \lambda$ e $L = 1,25\lambda$ . Substrato utilizado: Rogers RT/duroid 6010 com $T_d = 1,27$ mm e $T_c = 35$ $\mu$ m. ....	91
Figura 48 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" com $\psi = \alpha = 20^\circ$ e $g = 0,97g_{ótimo}$ em uma placa de 5" x 5" do substrato Rogers RT/duroid 6010 com $T_d = 1,27$ mm e $T_c = 35$ $\mu$ m. ....	93
Figura 49 - Portas de feixe: resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 48. (a) perda de retorno; (b) isolamento. ....	94
Figura 50 - Portas de "array": resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 48. (a) perda de retorno; (b) isolamento. ....	95
Figura 51 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 48. (a) Porta 1; (b) Porta 2. ....	96
Figura 52 - "Layout" após substituição dos "tapers" das portas fantasmas do "layout" da Figura 47 por "tapers" da biblioteca do ADS. ....	98
Figura 53 - Portas de feixe: resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 52. (a) perda de retorno; (b) isolamento. ....	99

Figura 54 - Portas de "array": resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 52. (a) perda de retorno; (b) isolamento.....	100
Figura 55 - Circuito de co-simulação do "layout" da Figura 52.....	101
Figura 56 - Resultado de $S_{11}$ no circuito de co-simulação da Figura 55 para variações no comprimento dos "tapers" das portas fantasmas. ....	102
Figura 57 - Circuito de otimização do "layout" da Figura 52 para as mesmas variações de "tapers" efetuadas pelo circuito da Figura 55. ....	102
Figura 58 – Resultados da otimização: perda de retorno para LTP1, LTP2, LTP3 e LTP4 iguais a 870,4516 mil, 670,4516 mil, 770,4516 mil e 670,4516 mil, respectivamente. (a) portas de feixe; (b) portas de “array”. ....	103
Figura 59 - Resultados da otimização: isolamento para LTP1, LTP2, LTP3 e LTP4 iguais a 870,4516 mil, 670,4516 mil, 770,4516 mil e 670,4516 mil, respectivamente. (a) portas de feixe; (b) portas de “array”. ....	104
Figura 60 - Antena “microstrip” alimentada por abertura no elemento irradiador. ....	105
Figura 61 - "Layout" da antena "microstrip" no ADS. ....	106
Figura 62 - $S_{11}$ obtidos pela simulação no ADS de antenas "microstrip" projetadas pela metodologia apresentada em [Balanis, 2005]. (a) 4,5 GHz; (b) 5 GHz; (c) 5,5 GHz. ....	107
Figura 63 - $S_{11}$ obtidos pela simulação no ADS de antenas "microstrip" projetadas pela metodologia apresentada em [Balanis, 2005], após otimização. (a) 4,5 GHz; (b) 5 GHz; (c) 5,5 GHz..	108
Figura 64 - "Array" de antenas "microstrip" para 5,5 GHz. ....	109
Figura 65 - Resultados da simulação do "array" de antenas "microstrip" para 5,5 GHz. (a) $S_{11}$ ; (b) $S_{22}$ . ....	111
Figura 66 - Resultados da simulação do "array" de antenas "microstrip" após otimização para 5,5 GHz. (a) $S_{11}$ ; (b) $S_{22}$ . ....	112
Figura 67 - Resultados da simulação do "array" de antenas "microstrip" após otimização para 4,5 GHz. (a) $S_{11}$ ; (b) $S_{22}$ . ....	113
Figura 68 - Resultados da simulação do "array" de antenas	

"microstrip" após otimização para 5 GHz. (a) $S_{11}$ ; (b) $S_{22}$ . ....	114
Figura 69 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" com $\psi = \alpha = 20^\circ$ e $g = 0,97g_{ótimo}$ para otimização em perda de retorno e isolação em conexão com "arrays" de antenas "microstrip" de 4,5, 5 e 5,5 GHz. ....	115
Figura 70 - Circuito de co-simulação e otimização da lente da Figura 69 em conexão com "arrays" de antenas "microstrip" de 4,5, 5 e 5,5 GHz. ....	116
Figura 71 - Portas de feixe: resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" conectada ao "array" de antenas "microstrip" de 5,5 GHz (Figura 74). (a) perda de retorno; (b) isolação. ....	118
Figura 72 - Visualização de pós-processamento de campos distantes do "layout" da Figura 74. (a) vista isométrica; (b) distribuição do campo para inserção de sinal na porta 2 e marcação do corte para $\phi = 90^\circ$ . ....	119
Figura 73 - Diagrama de radiação simplificado em 5,5 GHz obtido na simulação da lente com "array" de antenas "microstrip" da Figura 74. ..	120
Figura 74 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" otimizada e conectada ao "array" de antenas "microstrip" de 5,5 GHz. ....	120
Figura 75 - Protótipo da lente de Rotman em "microstrip" em substrato Rogers RT/duroid 6010 para a faixa de 4 a 6 GHz com $\psi = \alpha = 20^\circ$ . ....	122
Figura 76 – Protótipo do "array" de antenas "microstrip" em 5,5 GHz. ..	122
Figura 77 – Diagrama para medidas de $S_{11}$ , $S_{88}$ e $S_{81}$ da lente da Figura 75. ....	123
Figura 78 - Tela das medidas de $S_{11}$ , $S_{88}$ e $S_{81}$ da lente da Figura 75. ..	124
Figura 79 - Perda de retorno das portas de feixe da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido. ....	125
Figura 80 - Comparação entre resultados simulados e medidos da perda de retorno das portas de feixe da lente da Figura 75. (a) $S_{11}$ ; (b) $S_{22}$ . ....	126
Figura 81 - Isolação entre as portas de feixe da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido. ....	127

Figura 82 - Comparação entre resultados simulados e medidos da isolação entre as portas de feixe da lente da Figura 75. (a) $S_{21}$ ; (b) $S_{41}$ . ....	128
Figura 83 - Perda de retorno das portas de "array" da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido. ....	129
Figura 84 - Comparação entre resultados simulados e medidos da perda de retorno das portas de "array" da lente da Figura 75. (a) $S_{88}$ ; (b) $S_{77}$ . ....	130
Figura 85 - Isolação entre as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido. ....	131
Figura 86 - Comparação entre resultados simulados e medidos da isolação entre as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) $S_{65}$ ; (b) $S_{85}$ . ....	132
Figura 87 - Perda de inserção na transmissão da porta 1 para as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido. ....	133
Figura 88 - Comparação entre resultados simulados e medidos na transmissão da porta 1 para as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) $S_{81}$ ; (b) diferença de fase entre as portas 7 e 8. ....	134
Figura 89 - Perda de inserção na transmissão da porta 2 para as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido. ....	135
Figura 90 - Comparação entre resultados simulados e medidos na transmissão da porta 2 para as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) $S_{62}$ ; (b) diferença de fase entre as portas 6 e 8. ....	136
Figura 91 - Diagrama para medidas de $S_{22}$ e $S_{44}$ do "array" de antenas "microstrip" para 5,5 GHz. ....	137
Figura 92 - Perda de retorno das antenas 2 e 4 do "array" de 5,5 GHz. ....	138
Figura 93 - Protótipo da lente de Rotman em "microstrip" conectada ao "array" de antenas de 5,5 GHz. ....	138
Figura 94 - Diagrama para medidas de perda de retorno ( $S_{11}$ e $S_{44}$ ) e isolação ( $S_{41}$ ) das portas de feixe do protótipo da lente de Rotman em "microstrip" com "array" de antenas de 5,5 GHz. ....	139
Figura 95 - Comparação entre resultados simulados e medidos da	

perda de retorno das portas de feixe do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 5,5 GHz. (a) $S_{11}$ ; (b) $S_{22}$ . ....	140
Figura 96 – Isolação entre as portas de feixe do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 5,5 GHz. (a) simulado; (b) medido. ....	141
Figura 97 – Esquema de medidas para gerar o diagrama de radiação simplificado do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 5,5 GHz. ....	142
Figura 98 - Foto da bancada de testes para levantamento do diagrama de radiação simplificado do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 5,5 GHz. ....	142
Figura 99 - Ponto de máxima potência recebida para sinal injetado na porta 2 com direcionamento de feixe de $-6^\circ$ . ....	144
Figura 100 - Diagrama de radiação simplificado em 5,254 GHz do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas. .	144
Figura 101 - Resultados de simulação: gráfico de alteração do direcionamento do feixe da lente de Rotman ( $\psi$ ) em função da distância entre antenas do “array”. ....	146
Figura 102 - “Layout” da lente de Rotman em “microstrip” com distância entre antenas do “array” alteradas para atender uma variação do direcionamento do feixe de $\pm 30^\circ$ . ....	146
Figura 103 - Diagrama de radiação simplificado da simulação do “layout” da Figura 102 com variação do direcionamento do feixe de $\pm 30^\circ$ . ....	147
Figura 104 - “Layout” inicial para projeto com $\psi = \alpha = 30^\circ$ e “tapers” com $A_t = L = \lambda$ . Substrato utilizado: Rogers RT/duroid 6010 com $\epsilon_r = 10,2$ , $T_d = 1,27$ mm e $T_c = 35$ $\mu$ m. ....	151
Figura 105 - Portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de $A_t = L = \lambda$ para o substrato de $T_d = 0,254$ mm e metalização de $T_c = 17,5$ $\mu$ m. (a) perda de retorno; (b) isolação. ....	152
Figura 106 - Portas de “array”: resultados da simulação com “tapers” de $A_t = L = \lambda$ para o substrato de $T_d = 0,254$ mm e metalização de $T_c = 17,5$ $\mu$ m. (a) perda de retorno; (b) isolação. ....	153

Figura 107 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de $A_t = L = \lambda$ para o substrato de $T_d = 0,254$ mm e metalização de $T_c = 17,5$ $\mu\text{m}$ . (a) Porta 1; (b) Porta 2. ....	154
Figura 108 - Portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de $A_t = L = \lambda$ para o substrato de $T_d = 0,381$ mm e metalização de $T_c = 17,5$ $\mu\text{m}$ . (a) perda de retorno; (b) isolamento.....	155
Figura 109 - Portas de “array”: resultados da simulação com “tapers” de $A_t = L = \lambda$ para o substrato de $T_d = 0,381$ mm e metalização de $T_c = 17,5$ $\mu\text{m}$ . (a) perda de retorno; (b) isolamento.....	156
Figura 110 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de $A_t = L = \lambda$ para o substrato de $T_d = 0,381$ mm e metalização de $T_c = 17,5$ $\mu\text{m}$ . (a) Porta 1; (b) Porta 2. ....	157
Figura 111 - Resultados de simulação: perda de retorno para “tapers” com $A_t = 0,5\lambda$ e $L = \lambda$ para o substrato de $T_d = 0,381$ mm e metalização de $T_c = 17,5$ $\mu\text{m}$ . (a) portas de feixe; (b) portas de “array”. ....	158
Figura 112 - Resultados de isolamento na simulação de lente com $g = 0,96g_{\text{ótimo}}$ e “tapers” com $A_t = 0,5\lambda$ e $L = \lambda$ para o substrato de $T_d = 0,381$ mm e $T_c = 17,5$ $\mu\text{m}$ . (a) portas de feixe; (b) portas de “array”.....	159
Figura 113 - $S_{11}$ da antena “microstrip” de 28 GHz após otimização no ADS.....	160
Figura 114 - “Layout” da lente de Rotman em “microstrip” com $\psi = \alpha = 30^\circ$ e $g = 0,96g_{\text{ótimo}}$ para otimização em perda de retorno e isolamento em conexão com “arrays” de antenas “microstrip” de 28 GHz. ....	162
Figura 115 - Circuito de co-simulação e otimização da lente da Figura 114. ....	163
Figura 116 - Resultados da otimização da lente da Figura 114 com LTP1 = 108,148 mil, LTP2 = 199,398 mil, LT1 = 71,25 mil e LT2 = 32,5 mil. (a) perda de retorno; (b) isolamento. ....	164
Figura 117 - Diagrama de radiação simplificado em 28 GHz obtido	

na simulação após otimização do "layout" da Figura 114. ....	165
Figura 118 - Adaptador mecânico para conexão sem solda e independente da espessura do substrato .....	166
Figura 119 - Protótipo da lente de Rotman em "microstrip" com "array" de antenas de 28 GHz para $\psi = \alpha = 30^\circ$ em substrato Rogers RT/duroid 6010. ....	167
Figura 120 - Protótipo da antena "microstrip" de referência para o levantamento do diagrama de radiação do protótipo da Figura 119. ....	168
Figura 121 - $S_{11}$ da antena "microstrip" de referência para medição do diagrama de radiação do protótipo da Figura 119. ....	168
Figura 122 - Medidas dos parâmetros S do protótipo da Figura 119. (a) perda de retorno; (b) isolamento. ....	169
Figura 123 - Comparação entre resultados simulados e medidos de parâmetros S do protótipo da Figura 119. (a) $S_{33}$ ; (b) $S_{32}$ . ....	170
Figura 124 - Esquema de medidas para gerar o diagrama de radiação simplificado do protótipo da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 119. ....	171
Figura 125 - Foto da bancada de testes para levantamento do diagrama de radiação simplificado do protótipo da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 119 na frequência de 28,2 GHz. ....	172
Figura 126 - Diagrama de radiação simplificado em 28,2 GHz do protótipo da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 119. ....	173
Figura 127 - Circuito de equalização de amplitude para o protótipo da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 119. ....	174
Figura 128 - Diagrama de radiação simplificado em 28,2 GHz do protótipo da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 119 após proposta de equalização pelo circuito da Figura 127. ....	174
Figura 129 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" com $\psi = \alpha = 30^\circ$ e $g = 0,96g_{ótimo}$ com "arrays" de antenas "microstrip" de 28 GHz para conexão direta a outros circuitos na mesma placa do substrato Rogers RT/duroid 6010. ....	176
Figura 130 - Portas de feixe: resultados da simulação da lente da Figura 129. (a) perda de retorno; (b) isolamento. ....	177

Figura 131 - Diagrama de radiação simplificado em 28 GHz da lente da Figura 129. ....	178
Figura 132 - Arquitetura para cobertura angular de 180° empregando lentes de Rotman em "microstrip" com $\alpha = \psi = 30^\circ$ . ....	179

## Lista de Tabelas

Tabela 1 – Cálculos e gráficos efetuados no Excel para auxiliar a reprodução do “layout” da lente de Rotman em “microstrip” no ADS.....	51
Tabela 2 - Parâmetros iniciais do projeto de lente de Rotman em “microstrip”. .....	53
Tabela 3 - Parâmetros do projeto de lente de Rotman em "microstrip" com variações de $L$ para $A_t = \lambda$ . .....	56
Tabela 4 - Parâmetros do projeto de lente de Rotman em "microstrip" com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array". .....	63
Tabela 5 – Resultados da otimização da lente da Figura 68 em conexão com "arrays" de antenas "microstrip" de 4,5, 5 e 5,5 GHz.....	117

# 1

## Introdução

Ao longo do desenvolvimento tecnológico a substituição de antenas diretivas mecanicamente posicionadas tem se tornado uma necessidade principalmente em aplicações de sistemas de defesa que demandam resposta rápida em função do cenário de combate. A utilização de sistemas eletrônicos para alterar ou varrer rapidamente o direcionamento do feixe, sem a necessidade do conjunto grande e pesado formado por antena e sistema de posicionamento mecânico, tem contribuído para essa evolução.

Com a utilização de antenas "microstrip", sistemas eletrônicos de direcionamento de feixe têm encontrado muitas aplicações de comunicação sem fio, tais como comunicação móvel e via satélite. A simplicidade de construção, peso reduzido, baixo custo, a utilização das tecnologias de circuito impresso e facilidade de integração com outros circuitos em alta frequência, proporcionam as características de confiabilidade e mobilidade necessárias.

Também o avanço da microeletrônica com alto desempenho de integração utilizando tecnologias e processos de fabricação de dispositivos em substratos semicondutores, tais como SiGe BiCMOS, vem possibilitando a ampliação do uso de sistemas eletrônicos de direcionamento de feixe nas indústrias de comunicação e automobilística e em frequências cada vez mais elevadas. O mundo corporativo vem necessitando cada vez mais transmitir dados em altas taxas (Gbps) e para isso vem utilizando essa tecnologia para "links" dedicados com versatilidade de direcionamento de feixe em frequências próximas de 100 GHz (ondas milimétricas). Já na indústria automobilística, são utilizados em sistemas de radar com maior alcance (1-200 m) para controle de navegação e em radares com menor alcance (0,5-40 m) para detecção de ponto-cego, mudança de faixa de circulação e anti-colisão [Shahramian et al, 2012], [Shin et al, 2012], [Kim e Rebeiz, 2012].

Dentro desse contexto está a antena "phased array" que basicamente consiste de múltiplos elementos de antena estacionários, cujo diagrama de radiação é determinado pela amplitude e fase do sinal presente em cada um dos

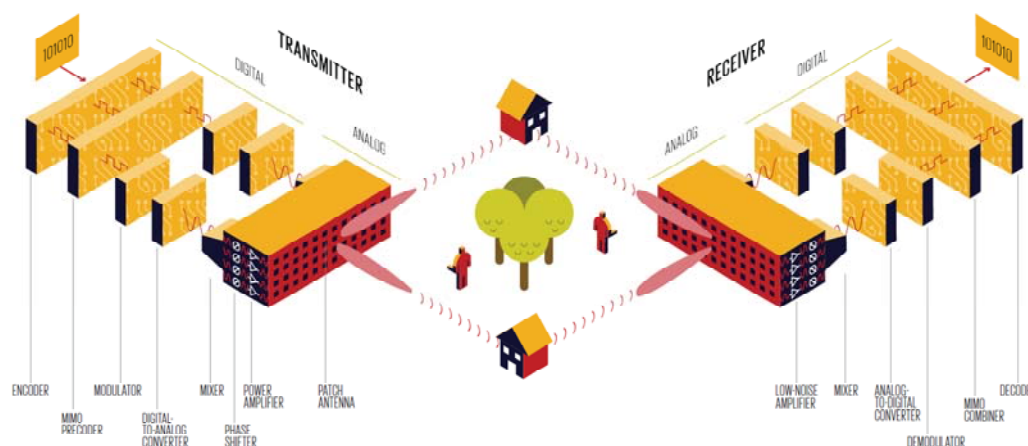
seus elementos. A vantagem da antena "phased array" está em alterar eletronicamente o direcionamento do feixe através do controle da variação de fase ou retardo do sinal em cada elemento.

Na atualidade, uma importante aplicação de sistemas eletrônicos de direcionamento de feixe está relacionada às pesquisas das futuras redes de telefonia móvel 5G. Em 2011, em Austin, na Universidade do Texas, o pesquisador Rappaport e um grupo de estudantes começaram a provar para a indústria de telefonia móvel que o espectro de ondas milimétricas pode prover notavelmente boa cobertura. As medidas mostraram, por exemplo, que um celular não precisa ter linha de visada para estabelecer conexão com a estação base. A natureza altamente reflexiva destas ondas acaba por ser uma vantagem, em vez de uma deficiência. Como elas refletem em materiais sólidos, tais como edifícios e até pessoas, as ondas dispersam por todo o ambiente, aumentando a chance de que um receptor vá interceptar um sinal e o transmissor estará apontado nas direções corretas. Basicamente, o sistema de testes deles era composto de um transmissor ligado à uma antena corneta montada em uma plataforma rotativa para que fosse possível apontar o feixe em qualquer direção e o sinal era captado por vários receptores espalhados. Segundo Rappaport, o direcionamento do feixe será um componente chave dos futuros sistemas móveis de ondas milimétricas, tanto na estação base como nos terminais móveis da rede [Rappaport et al, 2014].

Para reforçar os dados da medição, eles levaram o sistema de testes para Nova York, um dos ambientes de RF mais desafiadores do mundo. Lá, em 2012 e 2013, eles estudaram a propagação em 28 e 73 GHz e os resultados foram quase idênticos aos de Austin. O sucesso na pesquisa levou a Samsung a desenvolver e apresentar em 2013, o protótipo de um transceptor 5G em 28 GHz mostrado na Figura 1, onde para variar o apontamento do feixe de forma eficiente é utilizado um sistema "phased array".

Apesar da eficiência, antenas "phased array" tradicionais possuem custos elevados no controle da variação de fase ou retardo com o uso de defasadores ou tecnologias de retardo em tempo real, respectivamente. O desenvolvimento de uma lente de placas paralelas por [Rotman e Turner, 1963], empregando o conceito de varredura do feixe pela diferença de comprimento de trajetória de uma onda eletromagnética, de modo que o direcionamento do feixe não variasse com a frequência, estimulou novos estudos sobre o assunto nas últimas décadas. A

evolução da tecnologia de fabricação de circuitos em substratos dielétricos oferece ao projeto da lente de Rotman em "microstrip" uma alternativa robusta, confiável, de baixo custo, simples de fabricar, compacta, banda larga e com capacidades multifeixe.



**Figura 1 - Arquitetura do protótipo do sistema de telefonia móvel 5G da Samsung em 28 GHz [Rappaport et al, 2014].**

A presente tese tem como objetivo principal apresentar o projeto, simulação, realização e caracterização de configurações de lente de Rotman realizadas em "microstrip" utilizando uma nova metodologia de projeto associada a ferramentas computacionais de simulação eletromagnética. Outro objetivo importante consiste no projeto, realização e caracterização de módulos operando na faixa de 28 GHz aplicáveis a telefonia móvel para substituir circuitos de eletrônica ultrarrápida nesta faixa, reduzindo de forma significativa a complexidade e o custo destas aplicações.

Dentre os objetivos secundários destacam-se a revisão histórica e a apresentação dos fundamentos teóricos associados aos "phased array" e lente de Rotman.

O desenvolvimento do trabalho está dividido conforme a seguir explicitado.

No Capítulo 2 é apresentado um resumo dos fundamentos teóricos sobre "phased array" e lente de Rotman.

No Capítulo 3 é apresentada uma nova metodologia para o desenvolvimento de lentes de Rotman em "microstrip". O primeiro projeto empregando tal técnica é realizado em substrato Rogers RT/duroid 5880 e os resultados das simulações são analisados.

No Capítulo 4 é produzido um protótipo de lente de Rotman em “microstrip” utilizando o substrato Rogers RT/duroid 6010 em uma faixa de frequência de radares e sistemas de defesa. A técnica de projeto é aperfeiçoada e as medições dos parâmetros S e diagrama de radiação são descritas.

No Capítulo 5, a lente de Rotman em “microstrip” é apresentada como uma opção de baixo custo no desenvolvimento de sistemas de antenas para a futura telefonia móvel 5G. Um protótipo em 28 GHz é fabricado e caracterizado em laboratório.

Finalmente no Capítulo 6 são destacadas as principais inovações da presente tese, os comentários finais, conclusões e as sugestões para trabalhos futuros.

## 2 Fundamentos Teóricos

O presente capítulo introduz alguns elementos teóricos com o propósito de apresentar os princípios básicos de antenas "phased array" e lentes de Rotman, bem como suas principais propriedades, que são importantes na criação de uma metodologia própria no desenvolvimento de lentes de Rotman em "microstrip". É apresentado um resumo da literatura existente, com o propósito de mostrar ao leitor a fundamentação básica para as aplicações propostas na tese.

### 2.1. "Phased array"

O princípio básico da antena "phased array" pode ser entendido a partir da Figura 2, onde um conjunto linear de antenas de  $N$  elementos são igualmente espaçados de uma distância  $d$  e recebe uma onda não estacionária dada pela equação:

$$y(z,t) = A \sin(\omega t - kz) \quad [1]$$

onde  $\omega$  é a frequência angular do sinal. O número de onda  $k$  é dado por:

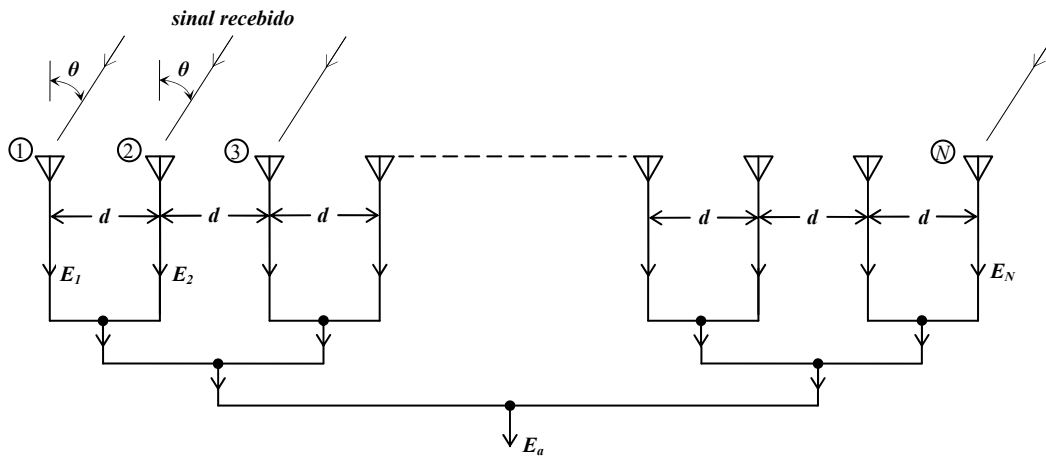
$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad [2]$$

onde  $\lambda$  é o comprimento de onda.

Para essa análise as antenas são consideradas como irradiadores isotrópicos e por isso tem resposta uniforme para sinais de qualquer direção. Esse conjunto de antenas ao receber uma onda não estacionária tem as saídas dos  $N$  elementos somadas através de linhas de transmissão de igual comprimento produzindo o sinal  $E_a$  [Skolnik, 2001]. Considerando um sinal recebido com um ângulo de

incidência  $\theta$  em relação à normal da antena, geometricamente, a diferença de trajetória desse sinal entre elementos adjacentes é dada por  $d \sin \theta$ , que pela equação [1], em um tempo de  $t$  qualquer, produz uma diferença de fase  $\phi$  entre os elementos adjacentes dada por:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \quad [3]$$



**Figura 2 - Conjunto linear de antenas de  $N$  elementos [Skolnik, 2001].**

Assumindo-se que não há ponderação de amplitude e fase dos sinais recebidos, tomando como unitária a amplitude do sinal recebido em cada elemento e considerando o elemento 1 como referência com fase zero, a soma de todos os sinais oriundos de cada elemento, quando a diferença de fase entre os elementos adjacentes é  $\phi$ , pode ser escrita por:

$$E_a = \sin \omega t + \sin(\omega t + \phi) + \sin(\omega t + 2\phi) + \dots + \sin[\omega t + (N-1)\phi] \quad [4]$$

Ampliando a análise anterior, observando a Figura 3, pode-se considerar que uma onda se propagando na direção  $\theta$  será recebida primeiro pelo elemento 2 e depois pelo elemento 1 e essa diferença de tempo é calculada pela relação entre a diferença de trajetória e velocidade dada por:

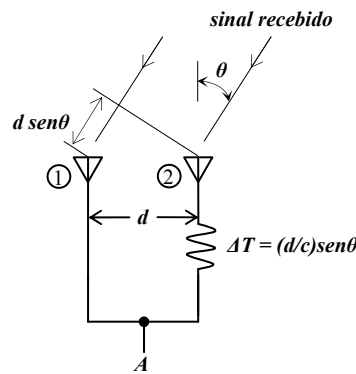
$$\Delta T = \frac{d \sin \theta}{c} \quad [5]$$

Agora, se o sinal recebido no elemento 2 passar por uma linha de retardo com o valor dado pela equação [5], sob o ponto de vista do tempo, ele será coincidente ao sinal no elemento 1 no ponto A. Com isso, devido ao Teorema da

Reciprocidade, onde transmissão e recepção são iguais, pode-se considerar que um sinal aplicado em  $A$  será dividido entre dois ramos e chegará aos elementos com os mesmos retardos da recepção, onde se pode concluir que o direcionamento de feixe resultante será na direção  $\theta$ . Entretanto, em um “phased array” de muitos elementos, a inserção de linha de retardo em cada elemento pode ser bastante complicada e geralmente é pouco atraente considerando a tecnologia disponível. Em vez disso, considerando a diferença de tempo entre a recepção do elemento 1 e do elemento 2 para a onda que se propaga na direção  $\theta$ , é muito mais simples empregar um defasador igual a:

$$\phi = 2\pi f \Delta T = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \quad [6]$$

onde  $f$  é a frequência do sinal.



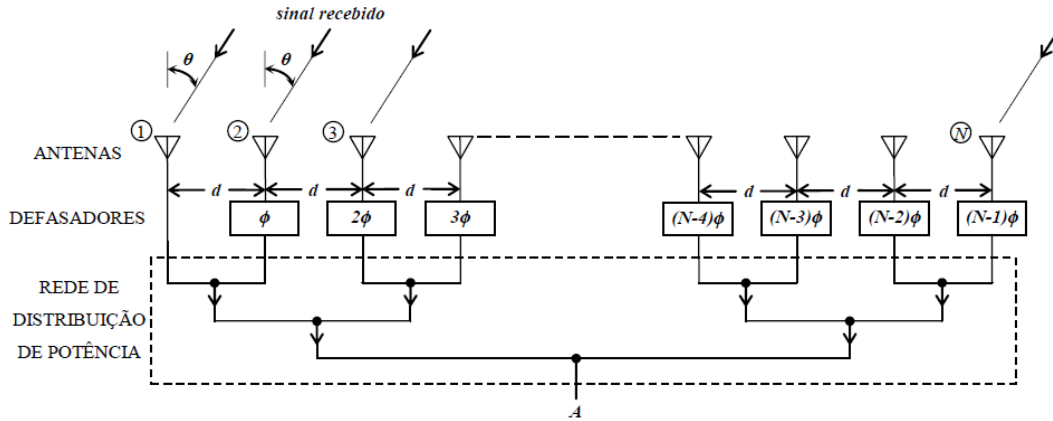
**Figura 3 – “Array” de antenas com 2 elementos e linha de retardo para direcionamento do feixe [Skolnik, 2001].**

Em um “array” linear ilustrado pela Figura 4, o defasador que foi inserido em cada um dos elementos a fim de ter todos os sinais com a mesma fase no ponto  $A$  é  $(N-1)\phi$ , onde  $N$  é um inteiro que representa o número relativo do elemento no “array”. Isto significa que a diferença de fase entre os elementos é  $\phi$  e o defasador no elemento  $N$  pode ser determinado por:

$$\phi_N = \frac{2\pi(N-1)}{\lambda} d \sin \theta = \frac{2\pi(N-1)f}{c} d \sin \theta \quad [7]$$

Os defasadores são elementos muito importantes de uma antena “phased array”. Tradicionalmente, eles podem ser defasadores de ferrite (quando a potência envolvida é da ordem de dezenas de watts) ou defasadores a diodo “pin”

(quando a potência é somente de poucos watts). Os defasadores de ferrite tem a vantagem de uma baixa perda de inserção (0,5 a 1 dB), mas requerem relativamente altas correntes para controle da fase e são relativamente lentos quando comandados (aproximadamente 10 a 50  $\mu$ s). Defasadores a diodo pin são rápidos (10 a 50 ns), mas suas perdas de inserção são altas (7 a 10 dB) [Neri, 2001].



**Figura 4 - Arquitetura básica de um sistema “phased array”**

Aplicando o diferencial total na equação [7], que define o defasador, é possível analisar como se comporta o ângulo de direcionamento do feixe. Considerando como variáveis  $f$  e  $\theta$ , é possível escrever:

$$d\phi_N = \frac{2\pi(N-1)df}{c} d \sin\theta + \frac{2\pi(N-1)f}{c} d \cdot d\theta \cdot \cos\theta \quad [8]$$

Da equação [8], é possível verificar que para o direcionamento do feixe permanecer na mesma posição com a variação de frequência, ou seja,  $d\theta = 0$ , o diferencial de fase deve variar conforme:

$$d\phi_N = \frac{2\pi(N-1)df}{c} d \sin\theta \quad [9]$$

A equação [9] implica que  $d\phi_N$ , deve variar proporcionalmente à frequência. Inserindo  $\Delta T$  dado pela equação [5] em [9], verifica-se que isso naturalmente acontece quando uma linha de retardo fixa é utilizada. Mas quando um defasador fixo é utilizado,  $\phi_N$  permanece constante com a variação de frequência, ou seja,  $d\phi_N = 0$ . Então:

$$f \cdot d\theta \cdot \cos\theta = -df \cdot \sin\theta \quad [10]$$

e, finalmente

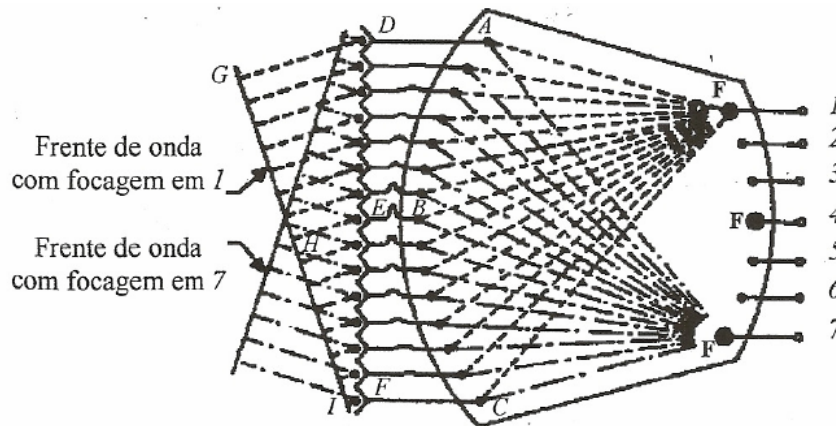
$$d\theta = -\frac{df}{f} \cdot \tan \theta \quad [11]$$

Com isso, a equação [11] mostra que o uso de defasadores fixos em uma antena “phased array” proporciona a alteração do direcionamento do feixe de acordo com a variação de frequência relativa e a tangente do ângulo de direcionamento do feixe [Neri, 2001].

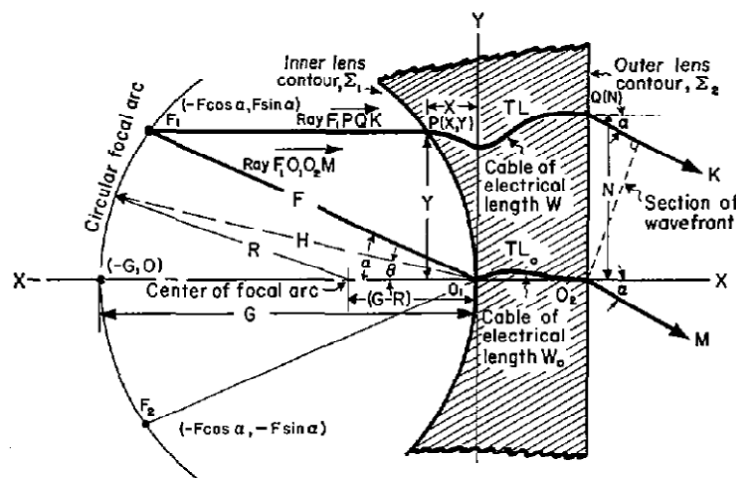
## 2.2. Lente de Rotman

O esquemático tradicional de antena “phased array” apresentado na Figura 4 pode ser aprimorado utilizando outros conceitos e tecnologias. Uma técnica bem interessante é o da lente de Rotman, de onde se observa um grande potencial para substituir o conjunto rede distribuição de potência e defasadores adicionando características de banda larga. Uma forma simplificada de entender o conceito da lente de Rotman é apresentada na Figura 5, que consiste de uma estrutura de ondas guiadas com os terminais do lado esquerdo conectados a um conjunto linear de antenas por meio de linhas de transmissão de comprimentos adequadamente calculados para fornecer uma focalização perfeita em três pontos ao longo do arco circular direito, indicados pelos terminais 1, 4 e 7. Observando sob o ponto de vista de um sistema de recepção, a focalização é uma consequência de comprimentos de trajetórias elétricas iguais fornecidas pelo ângulo de chegada da frente de onda incidente em cada elemento do conjunto de antenas. Por exemplo, se a frente de onda é recebida com uma certa inclinação em relação ao plano do conjunto de antenas, de tal modo que se  $GDAI = HEBI = IFCI$ , esta onda possui o melhor resultado de recuperação no terminal de saída 1. Olhando sob o ponto de vista da transmissão, o direcionamento do feixe dependerá de qual terminal do lado direito receberá o sinal a ser transmitido. No caso da excitação no terminal 1, o direcionamento do feixe será o mesmo ao da onda incidente apresentada no exemplo [Ferreira Filho, 2000].

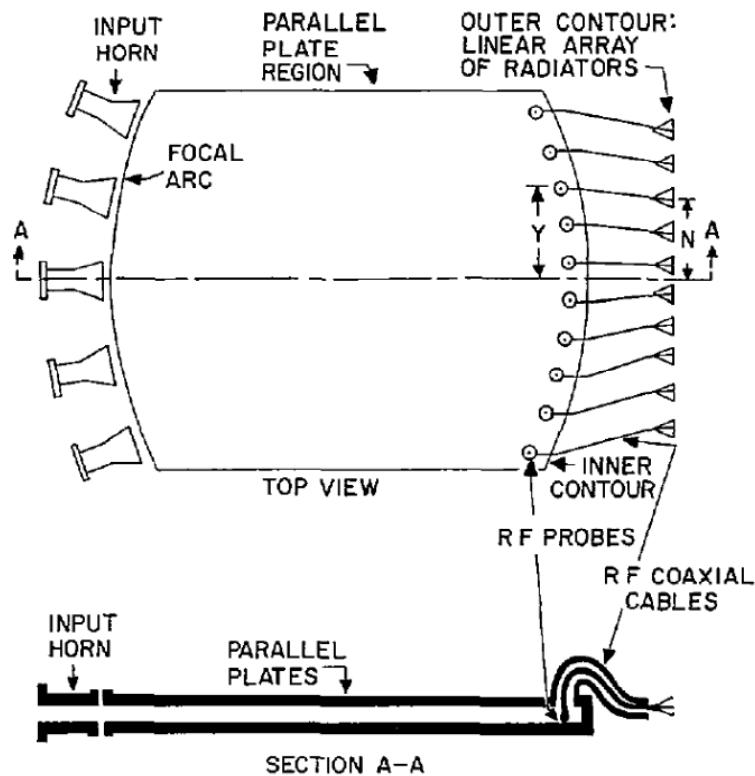
Em 1963, W. Rotman desenvolveu uma lente de micro-ondas, sem material dielétrico, utilizando um conjunto de placas metálicas paralelas com ar no interior [Rotman e Turner, 1963], representada na Figura 6, composta por um arco focal circular e pelo contorno interno  $\Sigma_1$ . No arco focal circular estão situados três pontos focais perfeitos em relação à origem da lente  $O_l$  definidos a partir do ângulo máximo de varredura da lente  $\alpha$ . O contorno interno  $\Sigma_1$  é determinado pelas equações do projeto e indica a posição das “probes” de RF entre as placas paralelas e os cabos coaxiais ligados ao contorno externo  $\Sigma_2$ , que na verdade é reto e define a posição dos elementos radiantes (antenas). A Figura 7 apresenta um esquemático de uma lente de micro-ondas de placas paralelas, onde as cornetas alimentadoras estão devidamente alinhadas no arco focal e no contorno interno cabos coaxiais são diretamente conectados ao “array” linear de antenas.



**Figura 5 - Visualização dos possíveis percursos para o sinal na lente de Rotman [Ferreira Filho, 2000].**



**Figura 6 - Parâmetros da lente de micro-ondas desenvolvida por [Rotman e Turner, 1963].**



**Figura 7 - Lente de micro-ondas de placas paralelas [Rotman e Turner, 1963].**

Para propor equações do projeto de sua lente, Rotman necessitou ir definindo vários parâmetros importantes. O contorno  $\Sigma_1$  foi definido por duas coordenadas  $(X, Y)$  que são especificadas em relação ao ponto  $O_1$  no eixo central da lente. Elementos do contorno reto  $\Sigma_2$  paralelo ao eixo  $Y$  foram similarmente determinados pela coordenada  $N$  medida em relação ao ponto  $O_2$ .  $O_1$  e  $O_2$  foram conectados através de uma linha de transmissão  $TL_0$  de comprimento elétrico  $W_0$ . O ponto  $P(X, Y)$  é um elemento típico em  $\Sigma_1$  e é conectado ao elemento  $Q(N)$  de  $\Sigma_2$  por uma linha de transmissão  $TL$  de comprimento elétrico  $W$ . Com a definição dos parâmetros  $X$ ,  $Y$ ,  $N$  e  $W$  tornou-se possível obter as características de varredura pela seleção de dois pontos focais simétricos  $F_1$  e  $F_2$  fora do eixo central e de um ponto focal  $G$  no eixo central, tendo como coordenadas  $(-F \cos \alpha, F \sin \alpha)$ ,  $(-F \cos \alpha, -F \sin \alpha)$  e  $(-G, 0)$ , respectivamente, em relação ao ponto  $O_1$ . Denominada como distância focal,  $F$  é a distância entre a origem da lente  $O_1$  e um dos pontos focais fora do eixo central ( $F_1$  ou  $F_2$ ). A partir de  $F_1$  é possível traçar um raio passando pela origem da lente e que pode ser representado por  $F_1 O_1 O_2 M$  e outro qualquer representado por  $F_1 P Q K$ . Com isso, definem-se os pontos focais perfeitos  $F_1$ ,  $F_2$  e

$G$  para os ângulos de radiação em relação ao eixo da lente  $-\alpha$ ,  $+\alpha$  e  $0^\circ$ , respectivamente [Rotman e Turner, 1963].

Com a definição dos parâmetros dessa lente, tornou-se possível gerar equações para as trajetórias das ondas eletromagnéticas utilizando o conceito da igualdade de percurso óptico entre um raio geral e o raio passando pela origem. A primeira equação é definida para o ponto focal  $F_1$ , considerando uma frente de onda que se propaga na direção  $\alpha$ , apresentada na Figura 6, ao passar pelo ponto  $O_2$  em um tempo  $t$  qualquer. Da igualdade do percurso  $F_1PQK$  e  $F_1O_1O_2M$  da onda eletromagnética a partir de  $F_1$  tem-se:

$$F_1P + W + N \sin \alpha = F + W_0 \quad [12]$$

Para o ponto focal  $F_2$ , em relação ao eixo da lente, a frente de onda correspondente tem propagação simétrica a do ponto focal  $F_1$  e a igualdade de percurso para  $F_2PQK$  e  $F_2O_1O_2M$  é dada por:

$$F_2P + W - N \sin \alpha = F + W_0 \quad [13]$$

E para o ponto focal  $G$ , com a frente de onda correspondente se propagando na direção do eixo da lente, a igualdade de percurso para  $GPQK$  e  $GO_1O_2M$  é dada por:

$$GP + W = G + W_0 \quad [14]$$

As equações para os trechos dos pontos focais ao ponto  $P$  do contorno interno  $\Sigma_I$  da lente, também foram determinadas diretamente da geometria mostrada na Figura 6 e são:

$$(F_1P)^2 = F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos \alpha - 2FY \sin \alpha \quad [15]$$

$$(F_2P)^2 = F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos \alpha + 2FY \sin \alpha \quad [16]$$

e

$$(GP)^2 = (G + X)^2 + Y^2 \quad [17]$$

Para facilitar o emprego das equações mostradas até o momento, foi interessante realizar a normalização dos parâmetros da lente em relação à distância focal  $F$  e passaram a ser definidos da seguinte maneira:

$$\eta = \frac{N}{F}, \quad x = \frac{X}{F}, \quad y = \frac{Y}{F}, \quad w = \frac{W - W_0}{F} \quad \text{e} \quad g = \frac{G}{F}$$

e também

$$a_0 = \cos \alpha \text{ e } b_0 = \sin \alpha$$

Com isso, as equações [15] a [17] tornaram-se:

$$\left(\frac{F_1 P}{F}\right)^2 = 1 + x^2 + y^2 + 2a_0 x - 2b_0 y \quad [18]$$

$$\left(\frac{F_2 P}{F}\right)^2 = 1 + x^2 + y^2 + 2a_0 x + 2b_0 y \quad [19]$$

e

$$\left(\frac{GP}{F}\right)^2 = (g + x)^2 + y^2 \quad [20]$$

Combinando a forma normalizada de [12] com [18] tem-se:

$$\begin{aligned} \left(\frac{F_1 P}{F}\right)^2 &= (1 - w - b_0 \eta)^2 = 1 + w^2 + b_0^2 \eta^2 - 2b_0 \eta + 2b_0 w \eta - 2w \\ &= 1 + x^2 + y^2 + 2a_0 x - 2b_0 y \end{aligned} \quad [21]$$

Sabendo que há dois pontos focais simétricos e os contornos também são simétricos, pode-se observar a equação [21] de duas formas: uma considerando os contornos na seção superior do eixo central e dessa forma a equação [21] permanece inalterada e pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$w^2 + b_0^2 \eta^2 - 2w - 2b_0 \eta + 2b_0 w \eta + 2b_0 y = x^2 + y^2 + 2a_0 x \quad [22]$$

e outra considerando os contornos na seção inferior do eixo central e com isso substituindo em [21]  $y$  por  $-y$  e  $\eta$  por  $-\eta$ . Dessa forma, a equação [21] pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$w^2 + b_0^2 \eta^2 - 2w + 2b_0 \eta - 2b_0 w \eta - 2b_0 y = x^2 + y^2 + 2a_0 x \quad [23]$$

Com isso, fazendo a diferença entre as equações [22] e [23], tira-se:

$$y = \eta(1 - w) \quad [24]$$

e fazendo a soma das equações [22] e [23], tira-se:

$$x^2 + y^2 + 2a_0 x = w^2 + b_0^2 \eta^2 - 2w \quad [25]$$

A forma normalizada da equação [14] também pode ser combinada com a equação [20] da seguinte forma:

$$\left(\frac{GP}{F}\right)^2 = (g+x)^2 + y^2 = (g-w)^2 \quad [26]$$

e com isso obtém-se:

$$x^2 + y^2 + 2gx = w^2 - 2gw \quad [27]$$

Após manipulação algébrica, as equações [25] e [27] se transformam em uma relação entre  $w$  e  $\eta$  dada por:

$$aw^2 + bw + c = 0 \quad [28]$$

onde

$$a = 1 - \eta^2 - \left(\frac{g-1}{g-a_0}\right)^2$$

$$b = 2g\left(\frac{a_0-1}{g-a_0}\right) - b_0^2 \eta^2 \left[\frac{g-1}{(g-a_0)^2}\right] + 2\eta^2$$

e

$$c = \left(\frac{gb_0^2 \eta^2}{g-a_0}\right) - \left[\frac{b_0^4 \eta^4}{4(g-a_0)^2}\right] - \eta^2$$

Em um projeto, fixando os valores dos parâmetros  $\alpha$  e  $g$ ,  $w$  torna-se uma função de  $\eta$ , utilizando a solução da equação [28], típica de 2º grau. Para completar a solução do projeto da lente, a partir dos valores de  $w$  e  $\eta$  determina-se  $y$  pela equação [24] e  $x$  pela diferença entre as equações [25] e [27] dada por:

$$x = \frac{(g-1)w + 0,5b_0^2 \eta^2}{a_0 - g} \quad [29]$$

Como descrito anteriormente, esse procedimento proporciona uma lente com três pontos focais perfeitos correspondentes aos ângulos  $\pm\alpha$  e  $0^\circ$ . Considerando que os projetos podem ser concebidos para atender especificações de varredura com grande variação angular, a focalização da lente deve atender bem a outros ângulos intermediários ao longo do arco focal e não somente aos três pontos focais perfeitos. Entretanto, definido o ângulo de varredura, ou seja,  $\alpha$ , as

equações fundamentais da lente não permitem definir o valor ótimo do fator  $g$  que minimize as imperfeições de focalização.

Para definir o valor ótimo de  $g$ , convém esclarecer que a lente projetada por Rotman foi derivada do estudo de outras lentes [Ruze, 1950], [Gent et al, 1956]. O projeto da lente de Ruze previa a existência de somente dois pontos focais perfeitos simétricos e fora do eixo central, com arco focal centrado na origem do contorno interno  $\Sigma_1$  (na Figura 6 teria-se  $R=F$ ), múltiplos padrões do contorno externo  $\Sigma_2$  e  $y = \eta$ . Já o projeto da lente de Gent previa múltiplos padrões dos contornos  $\Sigma_1$  e  $\Sigma_2$ ,  $y \neq \eta$ , três pontos focais perfeitos, sendo dois pontos focais simétricos fora do eixo central e um ponto focal no eixo central. Para definir o valor ótimo de  $g$ , Rotman recorreu à estimativa realizada por Ruze, onde pelo deslocamento de um ponto do arco focal, seria possível minimizar as imperfeições de focalização. Na lente de Ruze, com contorno externo  $\Sigma_2$  de padrão reto (como na lente de Rotman da Figura 6), o ponto seria deslocado de  $0,5(\alpha^2 - \theta^2)$  em relação à origem do contorno  $\Sigma_1$  e a distância deixaria de ser  $F$  para ser  $H$  mostrada na Figura 6.  $\theta$  é o ângulo que se quer corrigir a focalização e também é mostrado na Figura 6. Com isso, as imperfeições de focalização seriam pequenas e a lente poderia ter grandes ângulos de varredura, utilizando um novo arco focal passando agora pelo ponto deslocado e também pelos dois pontos focais perfeitos. No caso da lente de Rotman, escolher o ponto de  $\theta = 0^\circ$ , consiste em fazer  $g$  o ponto deslocado da lente de Ruze e assim pode ser considerado como o valor ótimo estimado dado por [Rotman e Turner, 1963]:

$$g_{\text{ótimo}} = 1 + \frac{\alpha^2}{2} \quad [30]$$

O arco focal da Figura 6 é um arco do círculo de raio  $R$ , que passa através do três pontos focais da lente de Rotman. As imperfeições óticas são calculadas utilizando os mesmos critérios de definição das equações fundamentais da lente, ou seja, a partir de um ponto qualquer do arco focal traça-se um raio passando pela origem  $O_1$  e outro passando por  $P$ , com ambos localizados no contorno  $\Sigma_1$  da lente. Nesse caso por não se tratar de um ponto focal perfeito, haverá uma diferença entre os comprimentos das trajetórias dos raios dada por:

$$\Delta l = \frac{\Delta L}{F} = \sqrt{h^2 + x^2 + y^2 + 2hx \cos \theta - 2hy \sin \theta} - h + w + \eta \sin \theta \quad [31]$$

onde  $\Delta L$  é considerado como o erro de trajetória e  $h = \frac{H}{F}$  é a distância normalizada de um ponto do arco focal até a origem  $O_I$  do contorno  $\Sigma_I$  da lente. Pela Figura 6,  $H$  é computado geometricamente pela lei dos cossenos e  $\theta$  é o ângulo entre o eixo central e um ponto arbitrário do arco focal, cujo raio  $R$  também pode ser geometricamente obtido a partir da lei dos cossenos conforme:

$$R^2 = F^2 + (G - R)^2 - 2F(G - R)\cos\alpha \quad [32]$$

e manipulando algebricamente tem-se:

$$R = \frac{F^2 + G^2 - 2FG\cos\alpha}{2(G - F\cos\alpha)} \quad [33]$$

Assim como as equações anteriores,  $R$  pode ser normalizado por  $F$ . Com isso, considerando  $r = \frac{R}{F}$ , a equação [33] pode ser reescrita como:

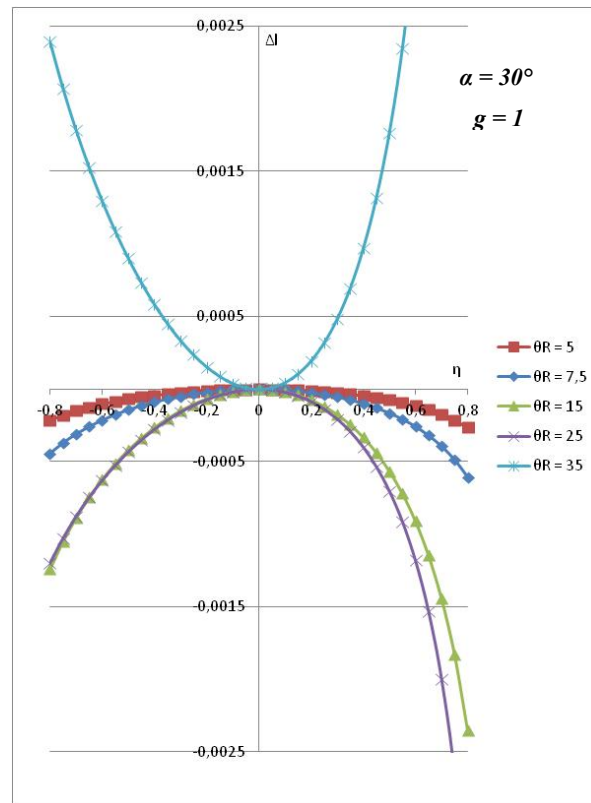
$$r = \frac{1 + g^2 - 2ga_0}{2(g - a_0)} \quad [34]$$

Da equação [31] observa-se que o erro de trajetória normalizado  $\Delta l$  é uma função do ângulo de direcionamento do feixe  $\theta$  e da posição ao longo do contorno reto da lente  $\eta$ . Uma vez que o valor ótimo do fator  $g$  não foi provado analiticamente, Rotman computou numericamente  $\Delta l$  para um projeto típico de lente para verificar a estimativa dada pela equação [30]. Para a análise foi selecionado o ângulo  $\alpha = 30^\circ$ , proporcionando um valor ótimo estimado de  $g = 1,137$ . O erro de trajetória normalizado  $\Delta l$  foi computado por Rotman para a seguinte faixa de parâmetros [Rotman e Turner, 1963]:

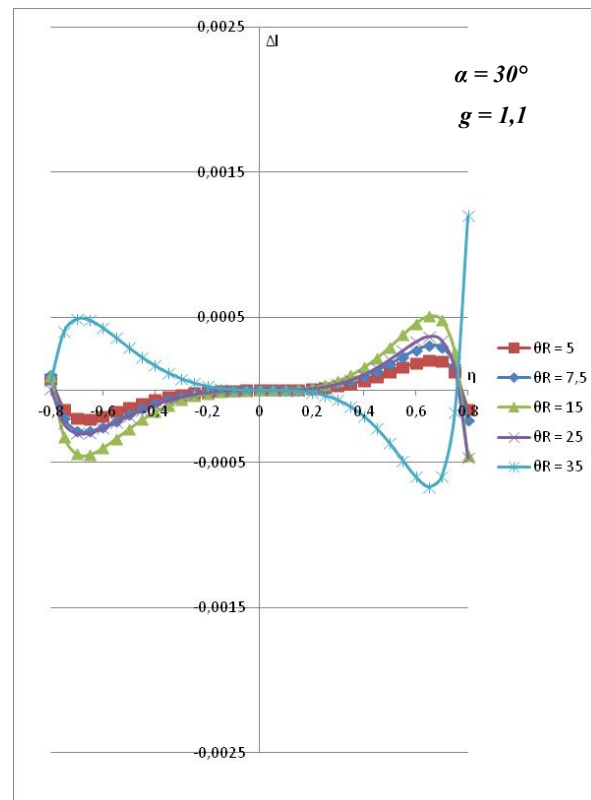
$$g = 1,00; 1,1 \text{ e } 1,137$$

$$\theta = \pm 5^\circ; \pm 7,5^\circ; \pm 15^\circ; \pm 25^\circ \text{ e } \pm 35^\circ \text{ e}$$

$$\eta \text{ entre } -0,8 \text{ e } 0,8 \text{ em passos de } 0,05.$$

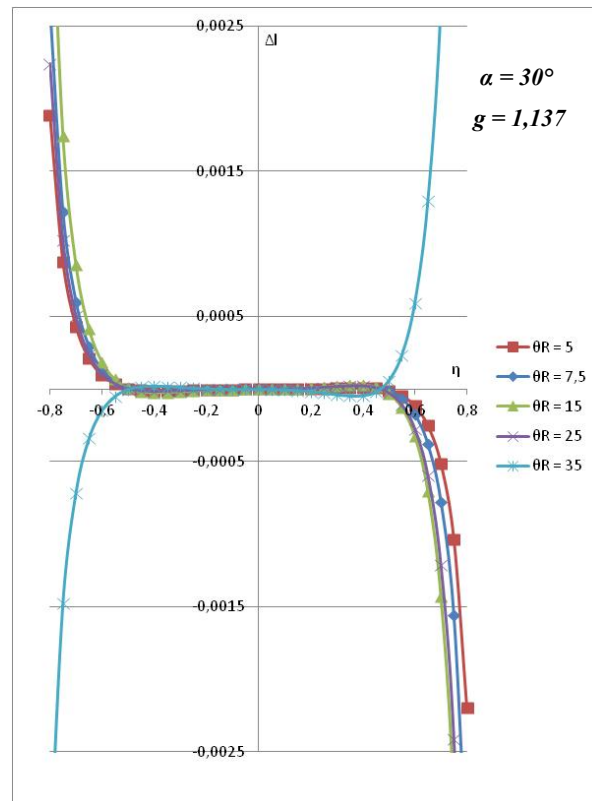


(a)

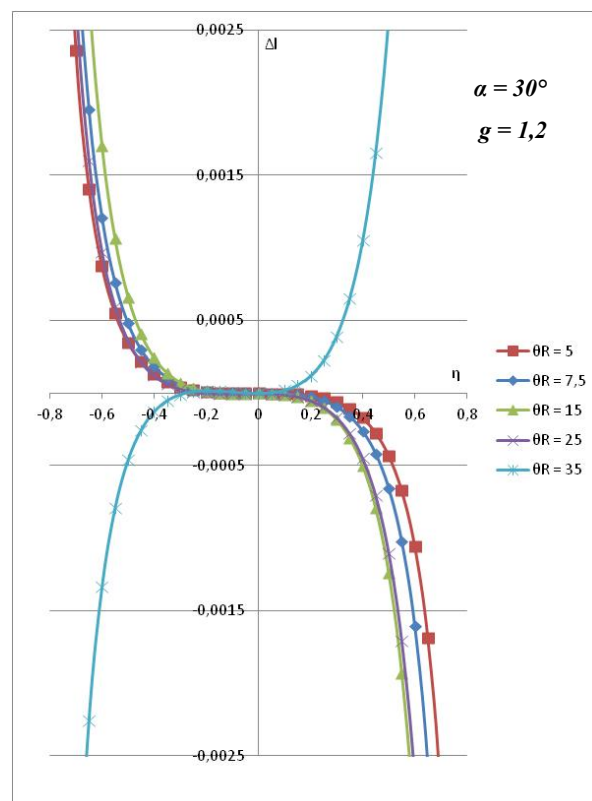


(b)

**Figura 8 - Erro de trajetória normalizado ( $\Delta l$ ) da lente de Rotman.**  
**(a)  $g = 1$ ; (b)  $g = 1,1$ .**



(a)



(b)

**Figura 9 - Erro de trajetória normalizado ( $\Delta l$ ) da lente de Rotman.**  
(a)  $g = 1,137$ ; (b)  $g = 1,2$ .

Para complementar a análise de Rotman, também foi computado para  $g = 1,2$ , que é superior ao valor ótimo estimado. Os gráficos dessa análise são mostrados na Figura 8 e Figura 9. Observa-se que para valores  $\eta$  entre  $\pm 0,5$ , a equação [30] prevê o valor ótimo de  $g = 1,137$  no sentido que o erro de trajetória normalizado  $\Delta l$  continua sendo mínimo (abaixo de 0,0001) para todos os ângulos de varredura ( $\theta$ ) até  $\pm 35^\circ$ . Para um valor de  $g$  maior do que o valor ótimo, como  $g = 1,2$ , observa-se o mesmo mínimo de  $\Delta l$  somente para valores de  $\eta$  entre -0,3 e 0,15. Entretanto, se no projeto da lente for permitido um erro de trajetória normalizado  $\Delta l$  da ordem de 0,0005, empregar um  $g = 1,1$  poderia ser mais adequado, uma vez que  $\eta$  de até  $\pm 0,8$  atenderia e consequentemente um número maior de elementos radiantes poderia ser utilizado.

### 2.3. Lente de Rotman em “microstrip”

Desde a formulação de Rotman, vários estudos e adaptações foram realizados no seu método e contextualizando com o aumento das aplicações. A partir da lente de placas paralelas desenvolvida por Rotman é possível derivar uma formulação para a lente de Rotman em “microstrip” incluindo novos parâmetros e conceitos [Hansen, 1991], [Wang et al, 2012]. Na Figura 10, pode-se observar que ângulo de feixe do “array” de antenas passa a ser  $\psi$  e que se torna diferente do ângulo focal  $\alpha$  da lente. Também pela Figura 10, considerando que um sinal transmitido a partir de qualquer ponto do arco focal vai gerar um correspondente ângulo de feixe do “array” de antenas, em uma lente de Rotman em “microstrip” as entradas de sinal dispostas no arco focal são denominadas como portas de feixe e as saídas no contorno  $\Sigma_l$  denominadas como portas de “array”. Na lente de Rotman em “microstrip”, a região delimitada pelo arco focal e pelo contorno  $\Sigma_l$  é geralmente metalizada por uma camada fina de cobre.


$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad [35]$$

Em uma lente de Rotman em “microstrip” pode-se considerar que a região entre o arco focal e o contorno  $\Sigma_I$  tem  $\varepsilon_{ef}$  igual à constante dielétrica do substrato  $\varepsilon_r$ . Com isso, incluindo o ângulo de feixe  $\psi$  como novo parâmetro nas equações fundamentais [12], [13] e [14] e dividindo elas pela equação [35] e depois multiplicando por  $\lambda_0$  tem-se as seguintes equações para a lente de Rotman em “microstrip”:

$$\sqrt{\epsilon_r}(F_2P) + \sqrt{\epsilon_{ef}}W - Nsen\psi = \sqrt{\epsilon_r}F + \sqrt{\epsilon_{ef}}W_0 \quad [37]$$

$$\sqrt{\varepsilon_r}(GP) + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W = \sqrt{\varepsilon_r}G + \sqrt{\varepsilon_{ef}}W_0 \quad [38]$$

Na lente de Rotman em “microstrip”, alguns parâmetros normalizados necessitam ser redefinidos para que as equações originalmente apresentadas por Rotman praticamente não sofram alterações. A única alteração seria em função da

inclusão do ângulo de feixe  $\psi$ . Dividindo as equações [36] a [38] por  $\sqrt{\varepsilon_r}F$  consegue-se redefinir os seguintes parâmetros normalizados:

$$\eta = \frac{N}{\sqrt{\varepsilon_r}F} \text{ e } w = \sqrt{\frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_r}} \frac{(W - W_0)}{F}$$

e em função do ângulo de feixe  $\psi$  tem-se também

$$a_1 = \cos \psi \text{ e } b_1 = \sin \psi$$

Por levar em consideração apenas a geometria da lente, não sofrem alterações as equações [15] a [17] e também as de [18] a [20] com parâmetros normalizados. Com isso, combinando a forma normalizada de [36] com [18] tem-se:

$$\begin{aligned} \left(\frac{F_1 P}{F}\right)^2 &= (1 - w - b_1 \eta)^2 = 1 + w^2 + b_1^2 \eta^2 - 2b_1 \eta + 2b_1 w \eta - 2w \\ &= 1 + x^2 + y^2 + 2a_0 x - 2b_0 y \end{aligned} \quad [39]$$

Seguindo os mesmos procedimentos adotados por Rotman quanto à simetria dos pontos focais substituindo  $y$  por  $-y$  e  $\eta$  por  $-\eta$  para reescrever a equação [39] e realizando as mesmas combinações entre elas, tem-se:

$$y = \frac{b_1}{b_0} \eta (1 - w) \quad [40]$$

$$x^2 + y^2 + 2a_0 x = w^2 + b_1^2 \eta^2 - 2w \quad [41]$$

Após manipulação algébrica, as equações [27], que permanece inalterada, e [41] se transformam na mesma relação entre  $w$  e  $\eta$  dada pela equação [28] onde agora:

$$\begin{aligned} a &= 1 - \left(\frac{b_1}{b_0} \eta\right)^2 - \left(\frac{g-1}{g-a_0}\right)^2 \\ b &= 2g \left(\frac{a_0-1}{g-a_0}\right) + \left(\frac{2}{b_0^2} - \frac{g-1}{(g-a_0)^2}\right) b_1^2 \eta^2 \end{aligned}$$

e

$$c = \frac{g b_1^2 \eta^2}{g-a_0} - \frac{b_1^4 \eta^4}{4(g-a_0)^2} - \left(\frac{b_1}{b_0} \eta\right)^2$$

O projeto passa a ter solução fixando os valores dos parâmetros  $\psi$ ,  $\alpha$  e  $g$ , com  $w$  em função de  $\eta$  utilizando a solução da equação [28] e complementando com  $y$  dado pela equação [40] e  $x$  pela diferença entre as equações [27] e [41] dada por:

$$x = \frac{(g-1)w + 0.5b_1^2\eta^2}{a_0 - g} \quad [42]$$

Pode-se observar que todo esse equacionamento dado para a lente de Rotman em “microstrip” é mais abrangente e aplicável também à lente de micro-ondas de placas paralelas mostrada originalmente.

Na análise original de Rotman mostrada na Figura 6, idealmente o ângulo  $\theta$  entre o eixo central e um ponto arbitrário do arco focal seria o mesmo do ângulo de feixe do “array” de antenas, mas isso não ocorre devido às imperfeições de focalização que são calculadas considerando esse princípio. Com a inclusão do ângulo de feixe do “array” de antenas  $\psi$  diferente do ângulo focal  $\alpha$  da lente esse princípio não pode ser diretamente aplicado, mas pode ser adaptado considerando que a relação entre  $\psi$  e  $\alpha$  tem a mesma relação entre o ângulo de feixe do “array” de antenas e o ângulo  $\theta$  entre o eixo central e um ponto arbitrário do arco focal. A relação entre  $\psi$  e  $\alpha$  é dada por:

$$\psi = \varphi\alpha \quad [43]$$

Com isso, utilizando os mesmos critérios de determinação da equação [31], a diferença entre os comprimentos das trajetórias dos raios pode ser dado por:

$$\Delta L = \frac{\Delta L}{F} = \sqrt{h^2 + x^2 + y^2 + 2hx\cos\theta - 2hy\sin\theta} - h + w + \eta\sin(\varphi\theta) \quad [44]$$

## **2.4. Comentários**

Ao longo do presente capítulo foram introduzidos os princípios básicos de sistemas “phased array” e de lentes de Rotman, sem esgotar o tema que se encontra bem detalhado na literatura a que faz referência. A evolução na fabricação de lentes de micro-ondas desde a utilização de um conjunto de placas paralelas até a utilização de substratos dielétricos apontam para diversas possibilidades de aplicação em sistemas “phased array”, seja para uso militar ou civil.

Assim sendo, nos próximos capítulos, esses conceitos proporcionarão o desenvolvimento de uma metodologia apropriada para utilização de "software" de simulação em projetos de lente de Rotman em “microstrip”, bem como as possíveis aplicações dessas lentes em sistemas “phased array”, explorando suas potencialidades e indicando aplicações originais com técnicas simples de produção e caracterização.

### 3

## Desenvolvimento de uma lente de Rotman em “microstrip”

Ao longo do presente capítulo é apresentada uma nova metodologia dedicada ao desenvolvimento de lentes de Rotman em “microstrip” utilizando o “software” de simulação Advanced Design System (ADS). O primeiro projeto empregando esta metodologia foi especificado com 4 portas de feixe e 4 portas de “array” visando proporcionar uma varredura de feixe de  $\pm 30^\circ$  na faixa de 4 a 6 GHz utilizando o substrato Rogers RT/duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2,2$ ). Foram realizadas simulações eletromagnéticas da estrutura formada pelo núcleo da lente e “tapers”, onde foram avaliados os resultados de perda de retorno, isolamento e perda de inserção das portas de feixe e “array” em função de alterações na abertura e comprimento dos “tapers”, da seleção de espessuras disponíveis do substrato e da inclusão de novas portas fantasmas entre as portas de feixe e de “array”.

#### 3.1. Metodologia

Considerando toda a parametrização apresentada até o momento, a composição da estrutura do projeto da lente de Rotman em “microstrip” pode ser vista na Figura 11, onde o núcleo da lente, definido entre o arco focal e contorno interno  $\Sigma_I$  mostrado na Figura 10, necessita de casamento de impedância com as linhas “microstrip” de  $50 \Omega$ , que dão acesso às portas de feixe e de “array”. Diversos estudos sobre o assunto têm apresentado bons resultados com a utilização de “tapers lineares” (Figura 12) para o casamento de impedância, onde a terminação mais estreita fica junto à linha “microstrip” de  $50 \Omega$  e a mais larga conectada ao núcleo da lente. Musa descreve que a maior largura de abertura do “taper” deve estar entre 0,5 e  $1,0\lambda$ . As possíveis reflexões existentes em outros setores do núcleo da lente podem ser fatores de redução de desempenho. Uma

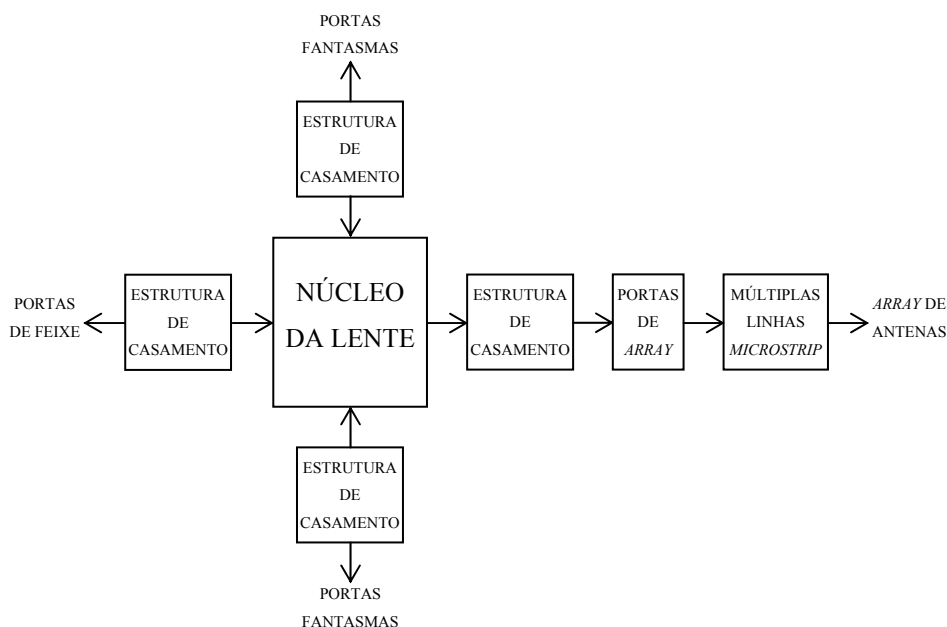
solução bem simples para reduzir esses efeitos está em “fechar” o núcleo da lente com portas fantasmas terminadas com cargas de  $50 \Omega$ , que são casados utilizando também o “taper” linear [Musa e Smith, 1989], [Carlegrim e Pettersson, 1992], [Dong et al, 2008], [Wang et al, 2012].

Para o projeto do núcleo da lente, observou-se que o contorno interno  $\Sigma_I$  poderia assumir um formato circular, pois a equação [26] é bem próxima da equação reduzida da circunferência dada por:

$$(x-a)^2 + (y-b)^2 = r_i^2 \quad [45]$$

cujo centro está no ponto  $C(a,0)$ , ou seja,  $b = 0$  e  $r_i$  é o raio normalizado do contorno interno  $\Sigma_I$ , que terá os seus limites estabelecidos entre o ponto  $P(x,y)$  e o seu simétrico ao eixo central da lente, como mostrado na Figura 10. Sabendo que a circunferência do contorno interno  $\Sigma_I$  passará pelo ponto  $P(x,y)$  e pela origem  $O_I(0,0)$ , pela equação [45] consegue-se determinar:

$$r_i = \frac{R_i}{F} = -\frac{x^2 + y^2}{2x} \quad [46]$$

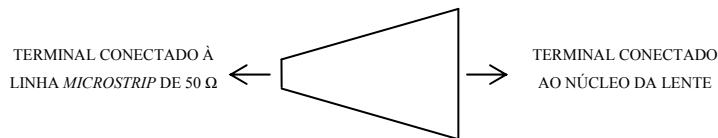


**Figura 11 - Arquitetura de um projeto de lente de Rotman em “microstrip”.**

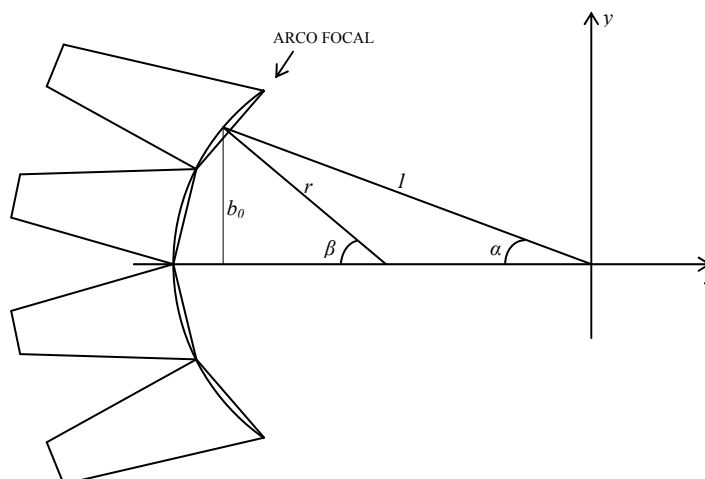
A proposta desta nova metodologia é estabelecer um método prático e iterativo utilizando como ferramenta o "software" de simulação ADS e com isso reduzir a dependência de cálculos complexos principalmente dos efeitos da propagação da onda eletromagnética dentro do núcleo da lente. A partir das condições iniciais do projeto, a primeira avaliação com o "software" ADS considera variações na abertura e comprimento dos tapers. Para isso foi estabelecido que os vértices da abertura dos “tapers” estariam localizados nas circunferências do arco focal e do contorno interno  $\Sigma_I$ . A Figura 13 apresenta essa situação normalizada para o arco focal com “tapers” para 4 portas de feixe de onde pode-se determinar que:

$$\beta = \text{sen}^{-1}\left(\frac{b_0}{r}\right) \quad [47]$$

com  $\beta$  dado em radiano e onde  $r$  pode ser determinado pela equação [34] a partir das condições iniciais do projeto.



**Figura 12 – “Taper” linear para casamento do núcleo da lente.**

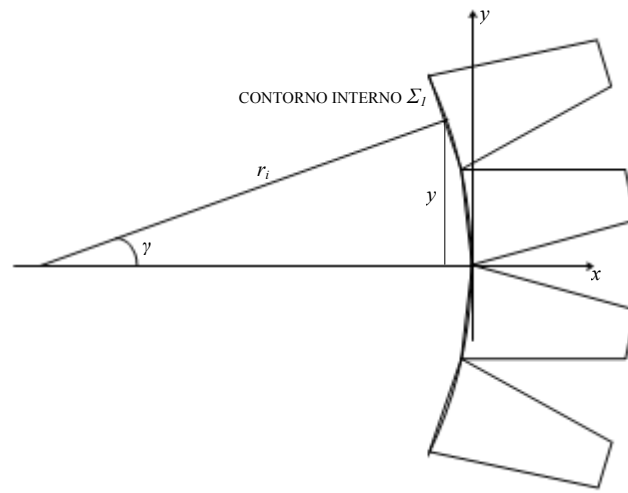


**Figura 13 - Geometria para dimensionamento do arco focal da lente de Rotman em “microstrip”.**

Fazendo agora uma análise da Figura 13 desnormalizada, ou seja, numa situação real, para o número de portas de feixe dado por  $P_b$ , o raio pode ser genericamente determinado por:

$$R = \frac{(P_b - 1)A_t}{2\beta} \quad [48]$$

onde  $A_t$  é o arco corresponde à abertura do “taper”. Determinado o raio do arco focal  $R$  e seu valor normalizado  $r$ , consegue-se determinar a distância focal  $F$  da lente em questão.



**Figura 14 - Geometria para dimensionamento do contorno interno  $\Sigma_I$  da lente de Rotman em “microstrip”.**

Pela Figura 13 verifica-se que os limites do arco focal são definidos por  $\alpha$ , que é um parâmetro estabelecido inicialmente no projeto, mas pela Figura 14, os limites do contorno interno  $\Sigma_I$  serão definidos por  $\gamma$ . Para a determinação de  $\gamma$ , primeiro deve-se escolher os valores limites de  $\eta$  para um erro de trajetória aceitável e aplicar na equação [28] para determinar  $w$  e consequentemente determinar também os valores limites de  $x$  e  $y$  pelas equações [42] e [40], com isso pode-se determinar o raio normalizado do contorno interno  $\Sigma_I$  ( $r_i$ ) pela equação [46] e como já se conhece a distância focal  $F$ , determina-se também o raio do contorno interno  $\Sigma_I$  ( $R_i$ ). Como geometricamente a Figura 14 tem as mesmas características da Figura 13, logo  $\gamma$ , dado em radiano, pode ser determinado por:

$$\gamma = \frac{(P_a - 1)A_t}{2R_i} \quad [49]$$

onde  $P_a$  é o número de portas de “array” do projeto. Mas para finalizar a escolha de  $\gamma$  no projeto, há um detalhe que é interessante ser observado: o valor de  $\gamma$  deve também atender o limite imposto pelo erro de trajetória aceitável. Pela Figura 14, o valor de  $\gamma$  inicialmente calculado para se chegar a  $R_i$  vai também determinar o valor máximo aceitável para  $\gamma$  da seguinte forma:

$$\gamma \leq \gamma_e = \text{sen}^{-1}\left(\frac{\gamma}{r_i}\right) \quad [50]$$

onde  $\gamma_e$  é o valor máximo de  $\gamma$  para o erro de trajetória aceitável. Nessa fase do projeto, levando em consideração o erro de trajetória, ao se verificar  $\gamma \leq \gamma_e$ , o  $A_t$  para os “tapers” das portas de “array” será o mesmo das portas de feixe, mas se  $\gamma > \gamma_e$ , a opção será por  $\gamma_e$  e pela equação [49] verifica-se que o  $A_t$  dos “tapers” das portas de “array” será menor do que o das portas de feixe. Na verdade, pode-se observar que ao se optar trabalhar com o arco correspondente à abertura do “taper”  $A_t$ , a dimensão da abertura do “taper” será menor que  $A_t$ . Essa opção é importante no projeto para facilitar a reprodução da geometria da lente no ADS. Desta forma, o procedimento acima descrito ilustra um novo método de projeto baseado na geometria dos “tapers” que excitam a lente.

Para fechar a geometria da lente de Rotman em “microstrip”, agora só está faltando estabelecer alguns critérios para se definir as portas fantasmas visando reduzir os efeitos das reflexões fora do arco focal e do contorno interno  $\Sigma_l$ . Assim como todos os “tapers” das portas de feixe e de “array” deverão ter o lado correspondente à linha de  $50 \Omega$  normal à reta que liga o centro da própria linha de  $50 \Omega$  ao ponto de  $\gamma = 0$  do arco oposto da lente, os “tapers” das portas fantasmas seguiram esse mesmo princípio, bem como o  $A_t$  estabelecido. Para isso, tanto o arco focal como o contorno interno  $\Sigma_l$  deverão ser estendidos para auxiliar no posicionamento das portas fantasmas até o ponto em que para “fechar” a lente, somente o  $A_t$  de valor próximo ao estabelecido deverá ser considerado. Na verdade, o fechamento da lente não seguirá uma equação geral para todos os projetos de lente e sim esse critério apresentado. Com isso ficam estabelecidas as condições necessárias para reproduzir a geometria da lente projetada no ADS.

Com o que foi apresentado até o momento, além do projeto da lente de Rotman em “microstrip” envolver diversos cálculos, esses resultados devem ser transformados no “layout” a ser simulado no ADS. Para essa finalidade, foi

desenvolvida uma planilha em EXCEL a ser aplicada nos diversos projetos dessa tese. A Tabela 1 mostra o que a planilha produz a partir dos dados iniciais do projeto.

**Tabela 1 – Cálculos e gráficos efetuados no Excel para auxiliar a reprodução do “layout” da lente de Rotman em “microstrip” no ADS.**

DADOS INICIAIS DO PROJETO	INFORMAÇÕES PRODUZIDAS
Frequência máxima, $\alpha$ , $\psi$ , $\varepsilon_r$ , $P_b$ , $P_a$ , $A_t$ e $L$ (comprimento do “taper”)	$F$ , $g$ , $g_{ótimo}$ , $G$ , $r$ , $R$ , $r_i$ , $R_i$ , $a_0$ , $a_l$ , $b_0$ , $b_l$ , $x$ , $X$ , $y$ , $Y$ , $w$ , $\eta$ , $\lambda$ , $\beta$ , $\gamma$ , $\gamma_e$ , $\varphi$ , pontos focais, $\theta$ de cada porta de feixe, vértices dos “tapers” no arco focal e contorno interno $\Sigma_l$ , centro dos “tapers” no acesso às linhas “microstrip” de $50\ \Omega$ , gráfico de erro de trajetória normalizado e formato do núcleo da lente.

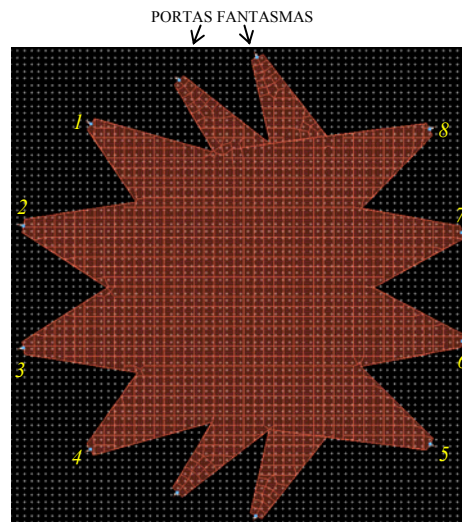
Para as portas fantasmas, embora não houvesse uma equação geral que definisse o “fechamento” da lente fora do arco focal e contorno interno  $\Sigma_l$ , a cada projeto, foi acrescentado à planilha da Tabela 1, o cálculo para definir os vértices dos “tapers” no núcleo da lente e o centro dos “tapers” no acesso às linhas “microstrip” de  $50\ \Omega$ . Esses cálculos, em muitos casos com geometria semelhante de “fechamento” da lente, eram aplicáveis a outros projetos.

### 3.2.

#### **Projeto dos tapers e núcleo da lente de Rotman utilizando a ferramenta computacional ADS**

O projeto inicial da lente de Rotman em microstrip foi definido para proporcionar uma varredura de feixe de  $\pm 30^\circ$  na faixa de 4 a 6 GHz utilizando 4 portas de feixe (portas 1 a 4) e 4 portas de “array” (portas 5 a 8). O substrato escolhido para esse projeto foi o Rogers RT/duroid 5880 de constante dielétrica  $\varepsilon_r = 2,2$ . O objetivo inicial do projeto é obter resultados aceitáveis de isolamento e casamento das portas trabalhando com “tapers” lineares nas estruturas de casamento utilizando a largura de abertura segundo critérios apresentados por

[Musa e Smith, 1989]. Também ficou estabelecido que o contorno interno  $\Sigma_I$  terá formato circular conforme as equações [26], [45] e [46],  $\alpha = \psi = 30^\circ$  e  $g = 1,137$  dado pela equação [30] para minimizar os erros de trajetória. Com isso, as condições iniciais para o projeto estão definidas.



**Figura 15 – “Layout” no ADS da lente de Rotman em “microstrip” com “taper” de  $A_t = L = 0,5\lambda$ .**

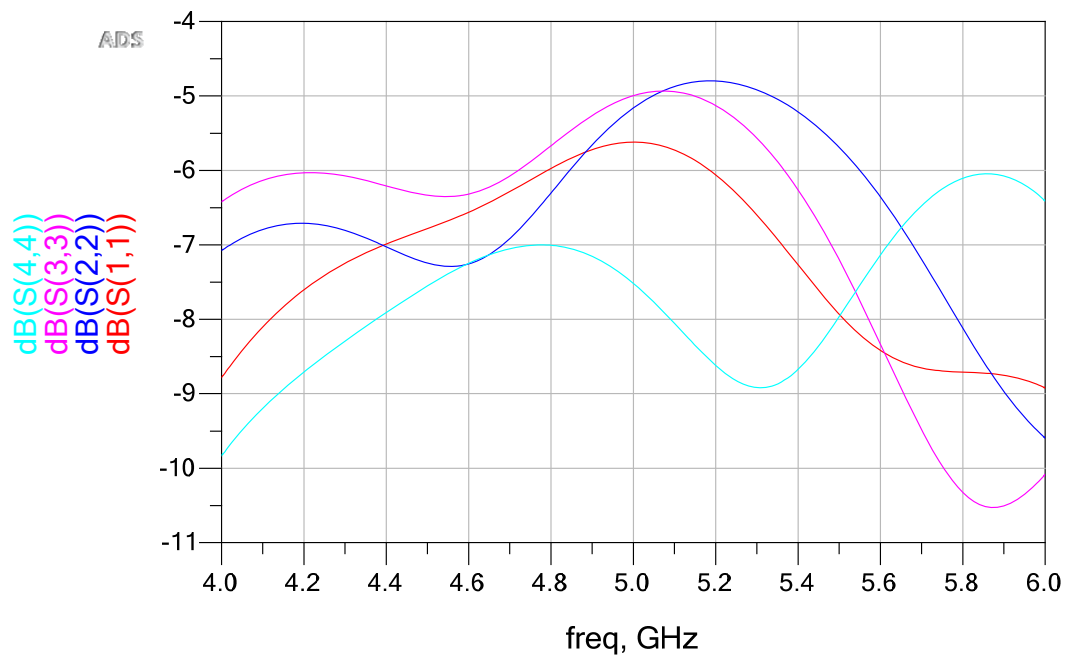
Um resumo dos parâmetros definidos e calculados para o primeiro projeto é apresentado na Tabela 2, sabendo-se que  $A_t$  e  $L$  serão inicialmente os parâmetros a serem variados nas simulações do ADS. Para o cálculo da largura da linha “microstrip” de  $50 \Omega$  ( $W_{50}$ ) utilizou-se a ferramenta LineCalc do próprio ADS. A Figura 15 apresenta o layout da lente projetada e simulada eletromagneticamente no ADS pelo método do momento em micro-ondas. As Figuras 16 e 17 apresentam os resultados de casamento e isolamento das portas de feixe e de “array”, respectivamente.

Novas variações de  $A_t$  e  $L$  foram realizadas e a Tabela 3 apresenta os parâmetros para algumas delas. Cabe observar que para todos os projetos utilizou-se o menor  $\gamma$ . Os resultados das simulações são apresentados das Figuras 18 a 21. Sem utilizar de ferramentas estatísticas, observam-se melhores resultados nas simulações para casamento e isolamento das portas com  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$ , onde em média a perda de retorno ficou melhor que 10 dB com variações entre 5,5 e 30 dB. A isolamento em média ficou melhor que 15 dB com variações entre 8 e

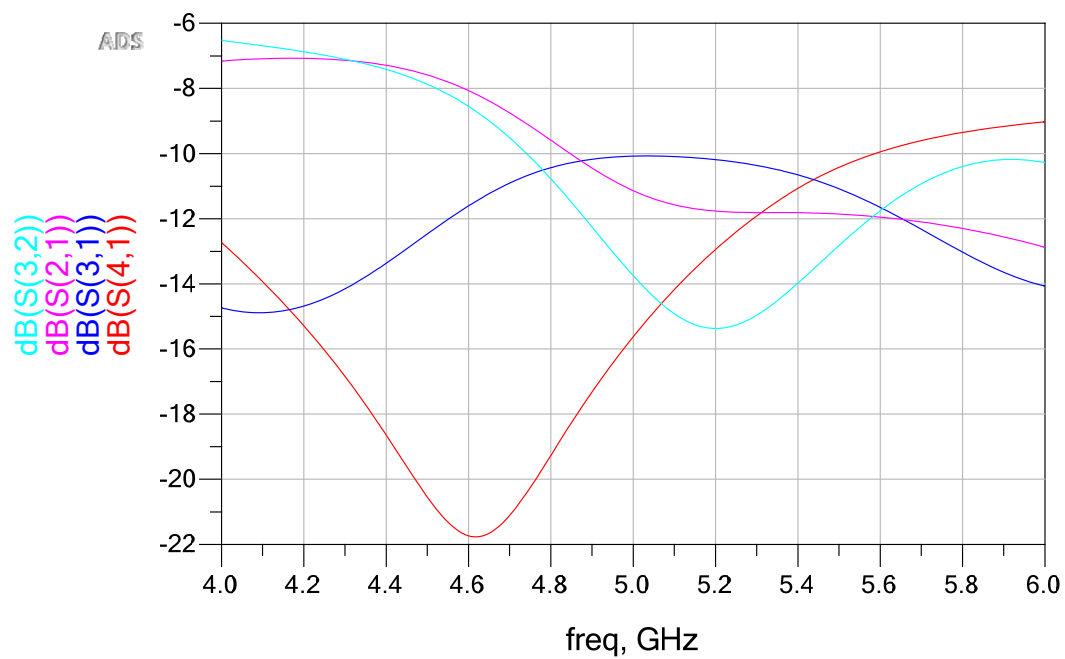
50 dB. Observa-se também que os piores resultados de isolamento estão entre as portas das extremidades. A Figura 22 apresenta o “layout” desse projeto no ADS.

**Tabela 2 - Parâmetros iniciais do projeto de lente de Rotman em “microstrip”.**

Parâmetros definidos no projeto	
Substrato	Rogers RT/duroid 5880 constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) = 2,2 espessura do substrato ( $T_d$ ) = 0,787 mm espessura da metalização ( $T_c$ ) = 35 $\mu$ m
Faixa de frequência	4 a 6 GHz
$P_b$	4
$P_a$	4
$\alpha = \psi$	30°
$g = g_{ótimo}$	1,137
$A_t = L$	16,9 mm ( $0,5\lambda$ para 6 GHz)
Parâmetros calculados	
$R$	0,597
$B$	0,9935 rad
$R$	25,45 mm
$F$	42,65 mm
$\eta = \pm 0,5$ (limites)	$w = -0,00149$ , $x = -0,1145$ e $y = \pm 0,5007$
$r_i$	1,152
$R_i$	49,12 mm
$\Gamma$	0,5147 rad
$\gamma_e$	0,4497 rad
$W_{50}$	2,38 mm

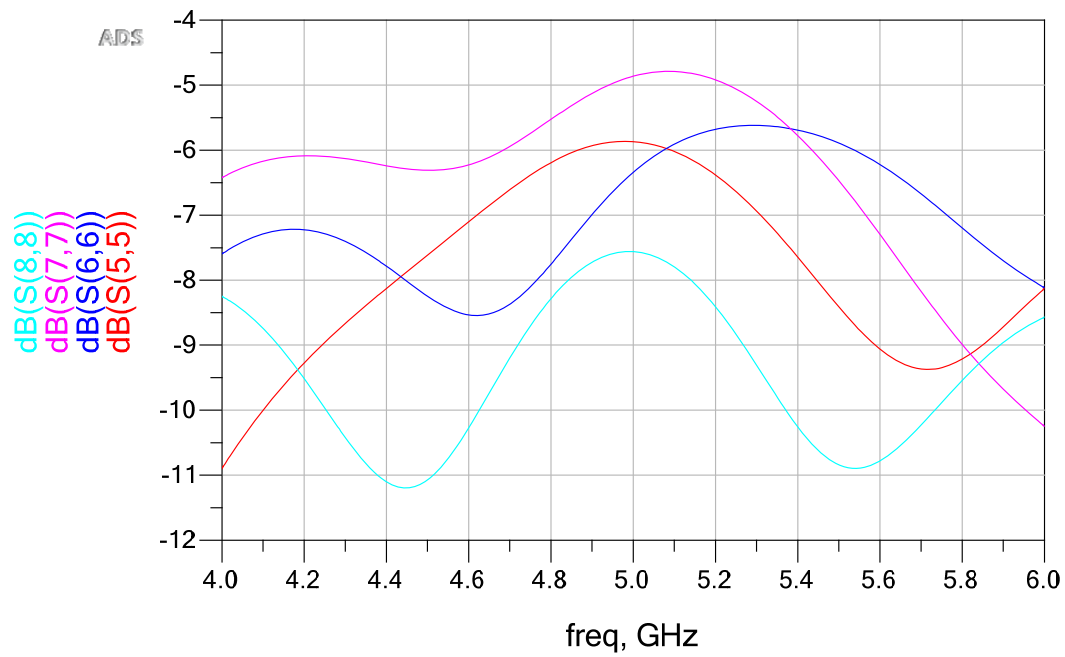


(a)

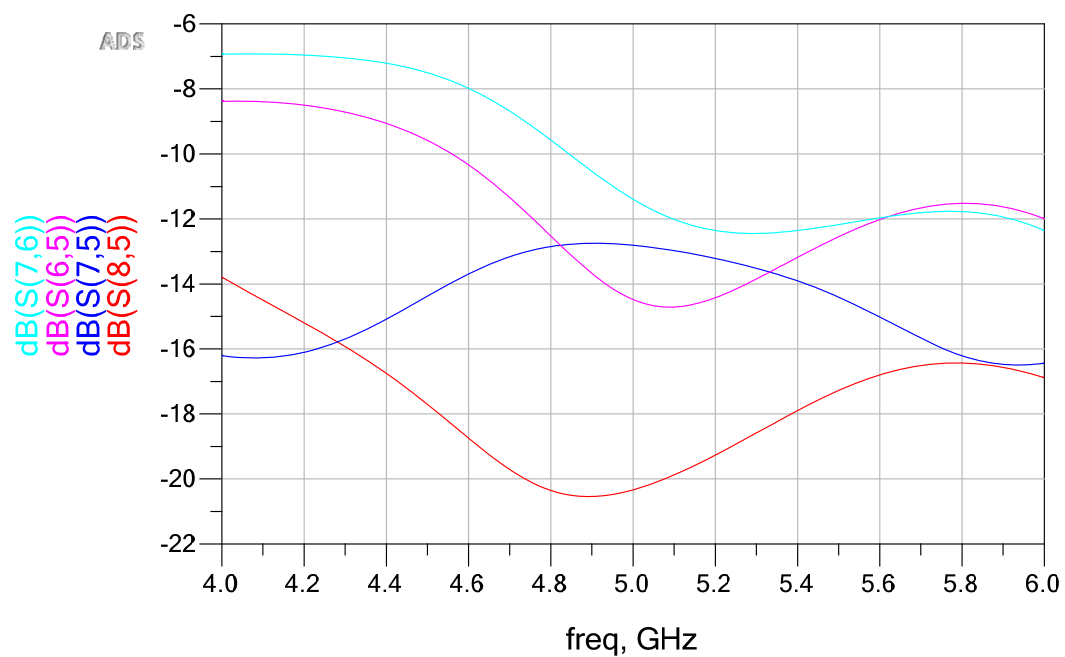


(b)

**Figura 16 - Portas de feixe - resultados da simulação para "taper" de  $A_t = L = 0,5\lambda$ . (a) perda de retorno; (b) isolamento.**



(a)



(b)

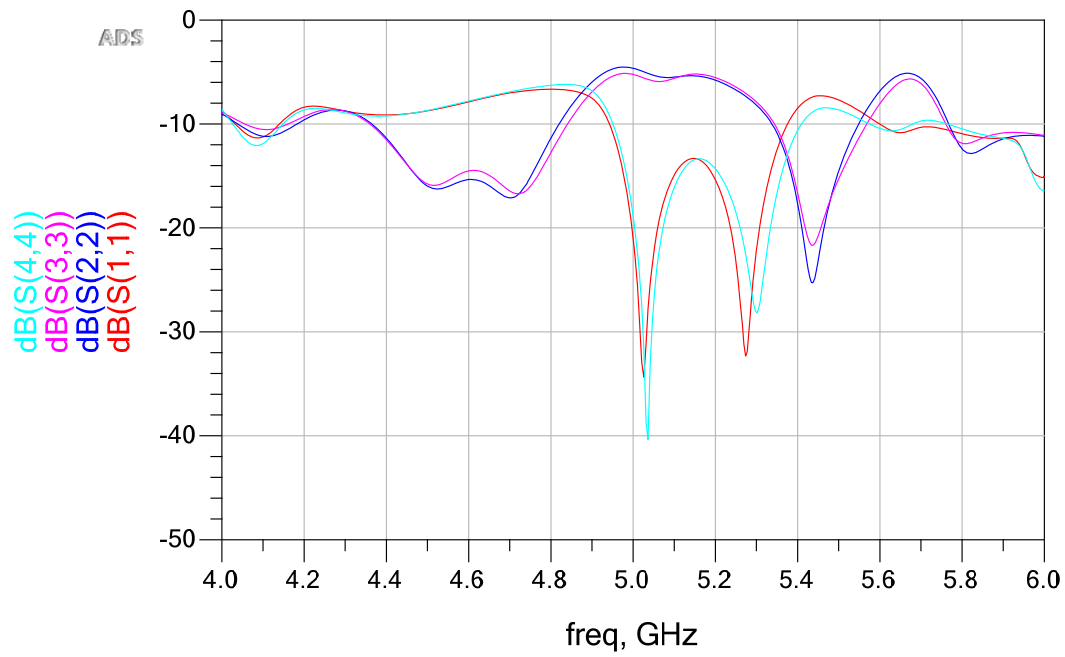
**Figura 17 - Portas de "array" - resultados da simulação para "taper" de  $A_t = L = 0,5\lambda$ . (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

**Tabela 3 - Parâmetros do projeto de lente de Rotman em "microstrip" com variações de  $L$  para  $A_t = \lambda$ .**

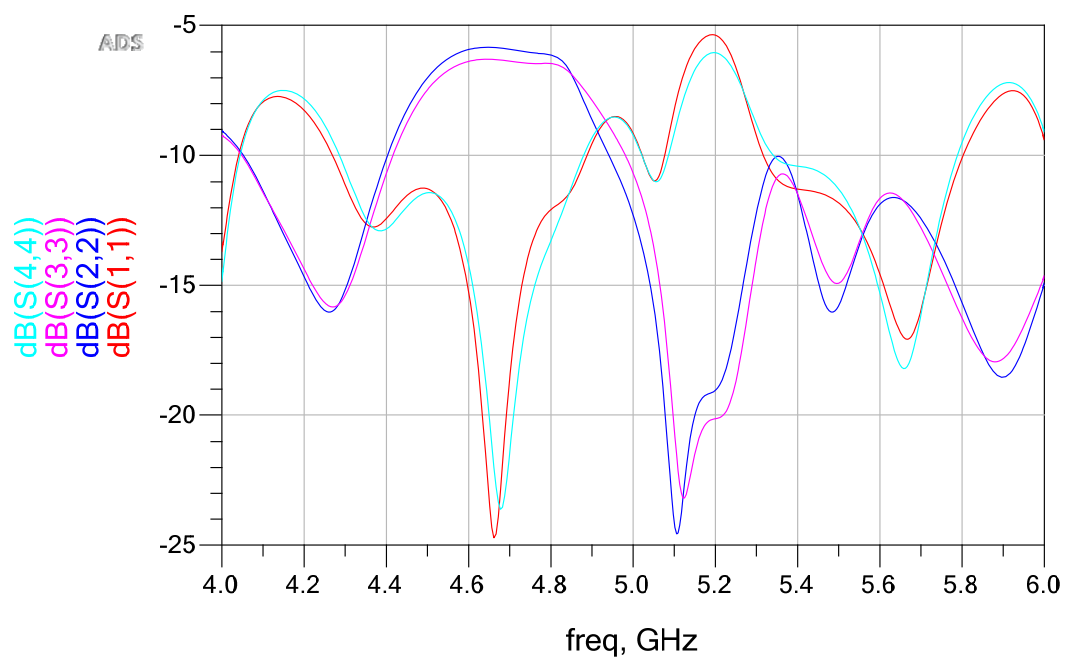
<b>Parâmetros definidos no projeto</b>	
Substrato	Rogers RT/duroid 5880 constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) = 2,2 espessura do substrato ( $T_d$ ) = 0,787 mm espessura da metalização ( $T_c$ ) = 35 $\mu$ m
Faixa de frequência	4 a 6 GHz
$P_b$	4
$P_a$	4
$\alpha = \psi$	30°
$g$	1,137
$A_t$	33,7 mm ( $\lambda$ para 6 GHz)
$L$	33,7 mm ( $\lambda$ ) e 42,1 mm ( $1,25\lambda$ )
<b>Parâmetros calculados</b>	
$r$	0,597
$\beta$	0,9935 rad
$R$	50,89 mm
$F$	85,29 mm
$\eta = \pm 0,5$ (limites)	$w = -0,00149$ , $x = -0,1145$ e $y = \pm 0,5007$
$r_i$	1,152
$R_i$	98,25 mm
$\gamma$	0,5147 rad
$\gamma_e$	0,4497 rad
$W_{50}$	2,38 mm

Para continuar a busca por resultados melhores de casamento e isolamento das portas foi adotada a técnica de inclusão de novas portas fantasmas entre as portas de feixe e de "array". Para isso todos os cálculos adotados até o momento para definir a geometria da lente precisam de uma pequena adaptação, onde o número de portas de feixe e "array" ( $P_b$  e  $P_a$ ) incluirá essas novas portas fantasmas. Por exemplo, para 4 portas de feixe com portas fantasmas entre elas será considerado  $P_b = 7$ . Continuando com  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$ , a Tabela 4 apresenta os parâmetros para as situações de portas fantasmas somente entre as portas de feixe (configuração 7x4) e de portas fantasmas entre todas elas (configuração 7x7). As Figuras 23 e 24 apresentam os "layouts" no ADS e das Figuras 25 a 28 os resultados das simulações. Olhando só para os gráficos, fruto da interpolação do ADS entre as frequências efetivamente simuladas, verificam-se alguns pontos de pico, que poderiam gerar uma análise negativa dos resultados de reflexão e isolamento. Fazendo a análise individualmente de cada parâmetro S nas frequências simuladas, verifica-se que os resultados para o casamento das portas não apresentaram alterações consideráveis, mas a isolamento passou a apresentar em média resultado melhor do que 20 dB e pior resultado em 10 dB.

Como nas simulações os piores resultados de isolamento aconteciam entre as portas das extremidades, principalmente nas portas de feixe, realizou-se um novo projeto, onde a porta 1 ficaria na posição de  $\theta = 30^\circ$  e conseqüentemente a porta da extremidade em  $\alpha = 40,1^\circ$  seria fantasma. A configuração desse projeto foi denominada de 9x7 e os resultados das simulações para essa configuração não apresentaram alterações significativas.

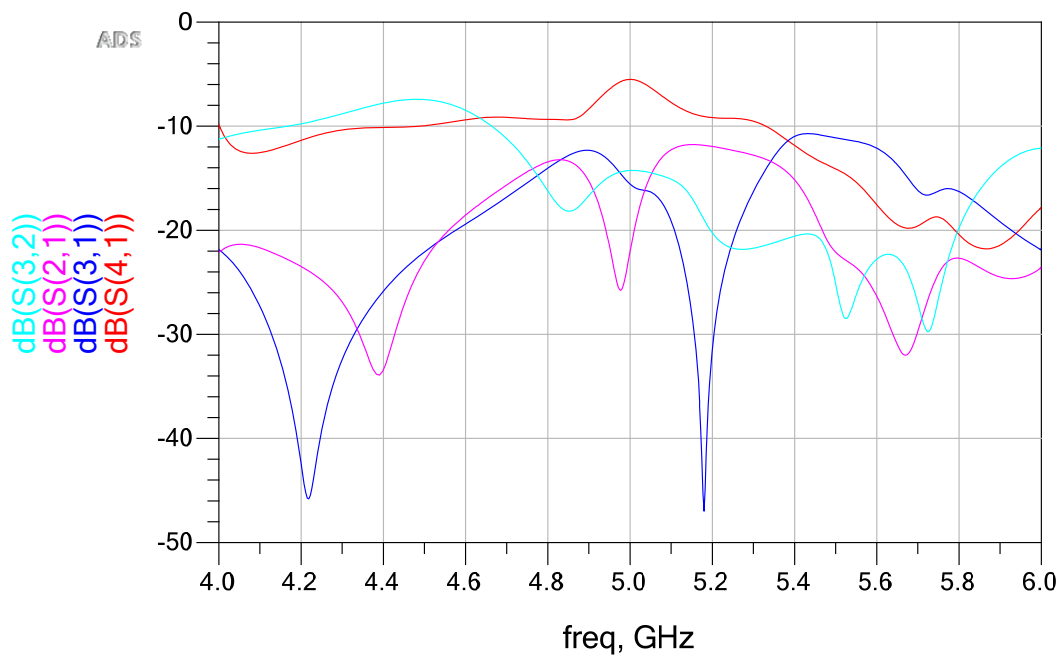


(a)

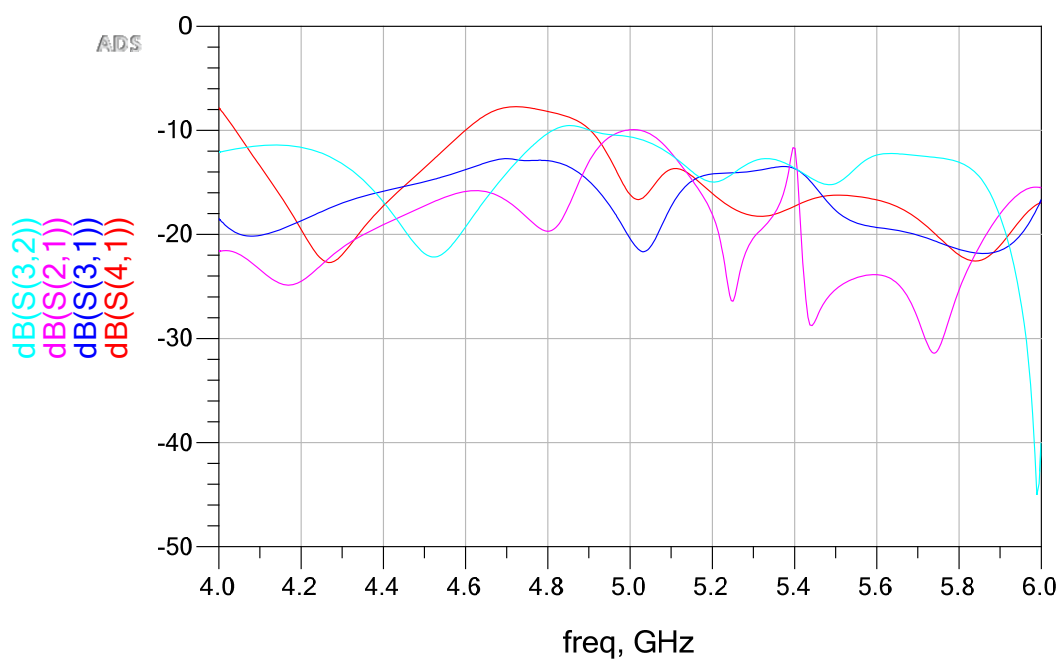


(b)

**Figura 18 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de feixe para  $A_f = \lambda$ . (a)  $L = \lambda$ ; (b)  $L = 1,25\lambda$ .**

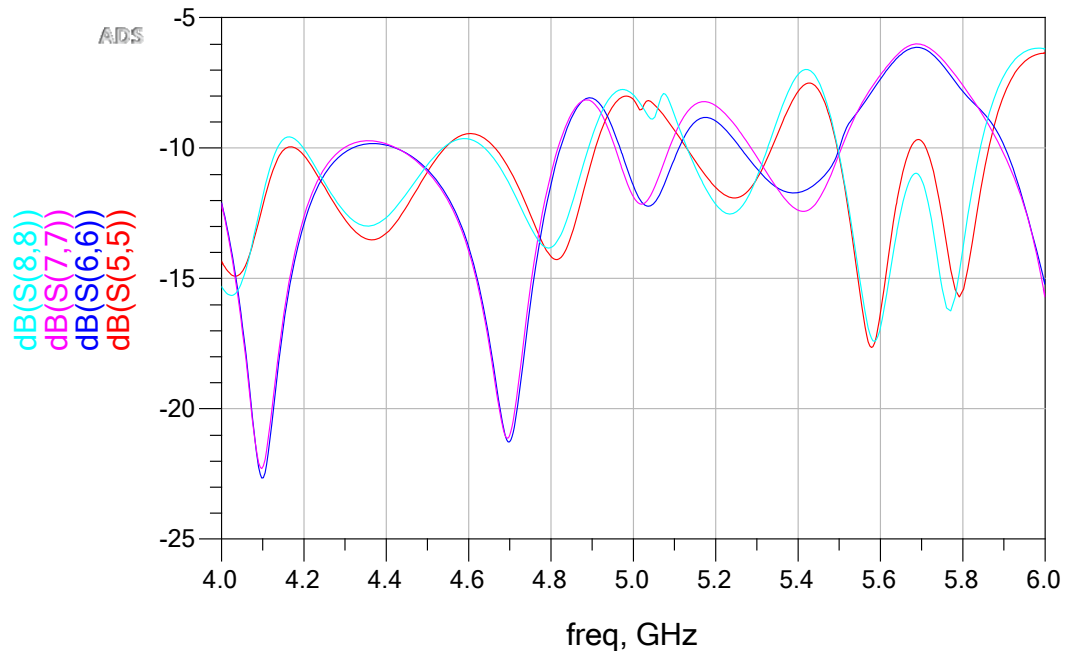


(a)

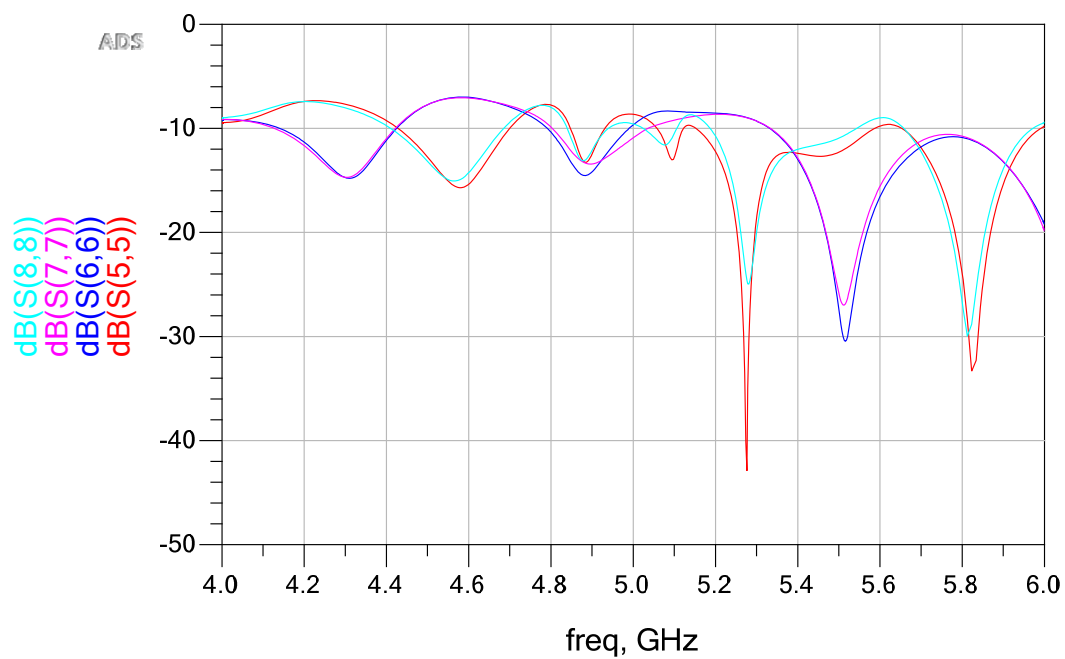


(b)

**Figura 19 - Resultados da simulação - isolamento das portas de feixe para  $A_t = \lambda$ . (a)  $L = \lambda$ ; (b)  $L = 1,25\lambda$ .**

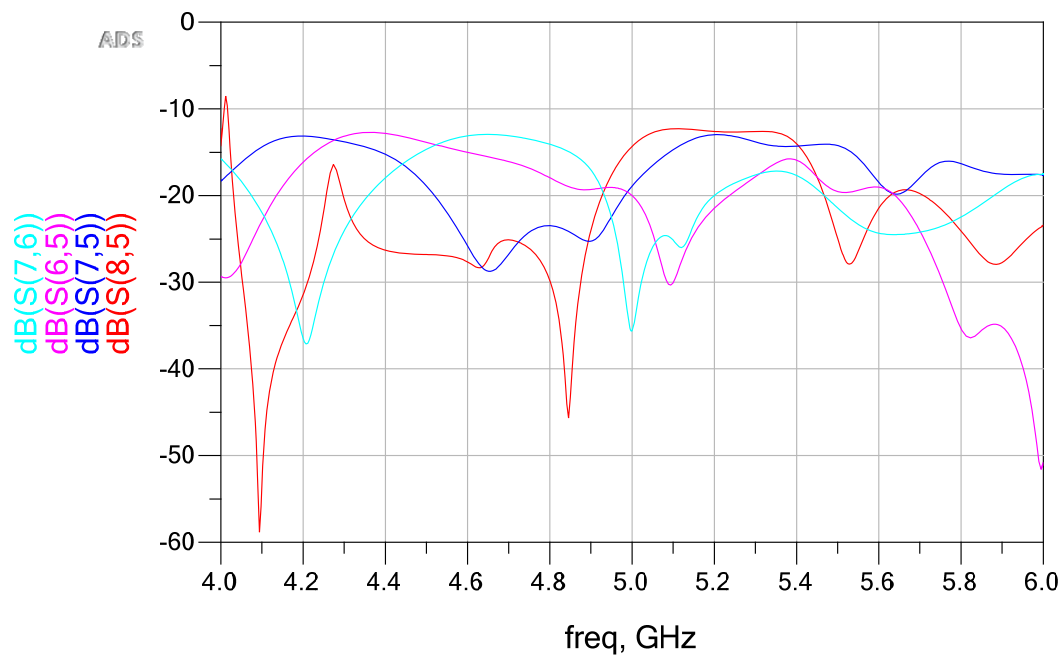


(a)

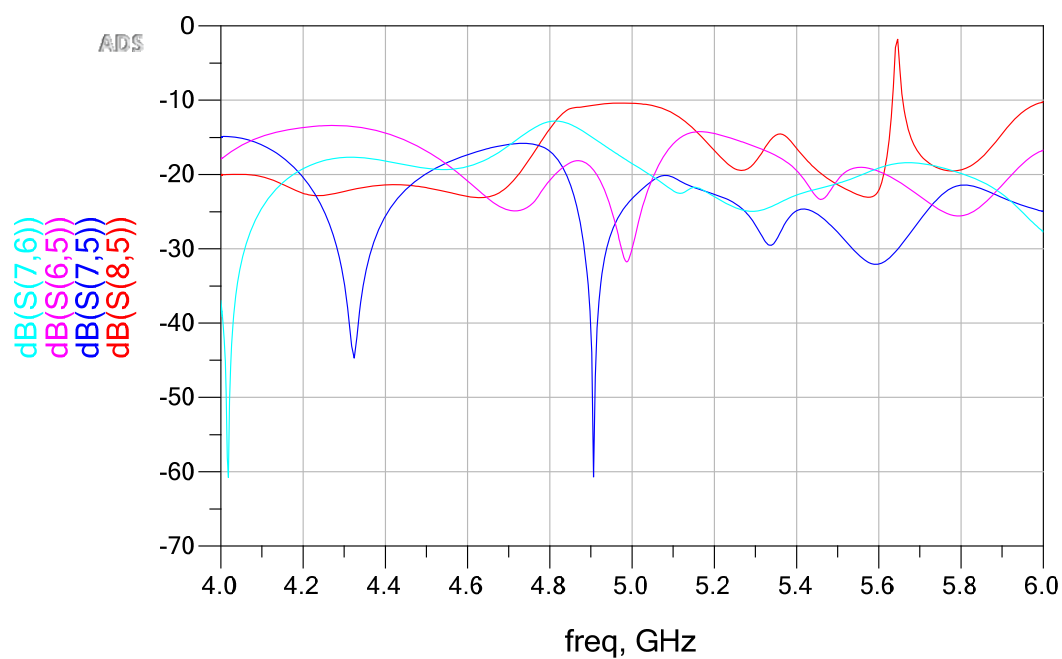


(b)

**Figura 20 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de "array" para  $A_t = \lambda$ . (a)  $L = \lambda$ ; (b)  $L = 1,25\lambda$ .**



(a)



(b)

**Figura 21 - Resultados da simulação - isolamento das portas de "array" para  $A_t = \lambda$ . (a)  $L = \lambda$ ; (b)  $L = 1,25\lambda$ .**

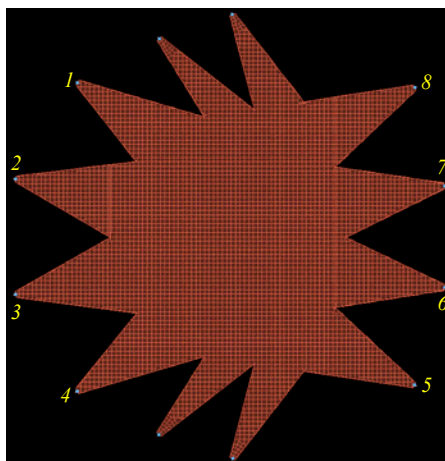


Figura 22 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" no ADS com "taper" de  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$ .

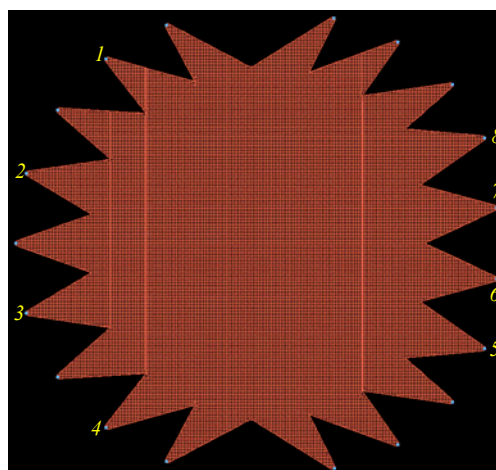


Figura 23 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" simulado no ADS para  $P_b = 7$  e  $P_a = 4$  (configuração 7 x 4).

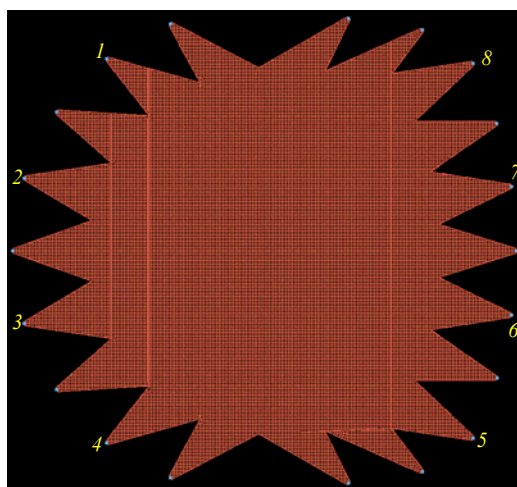
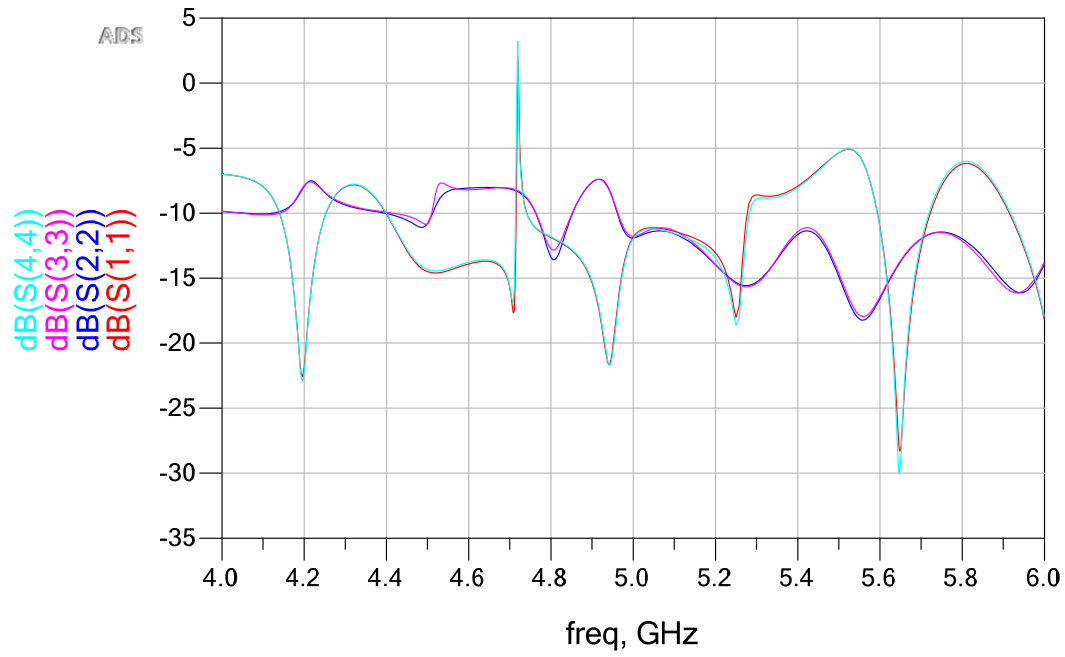


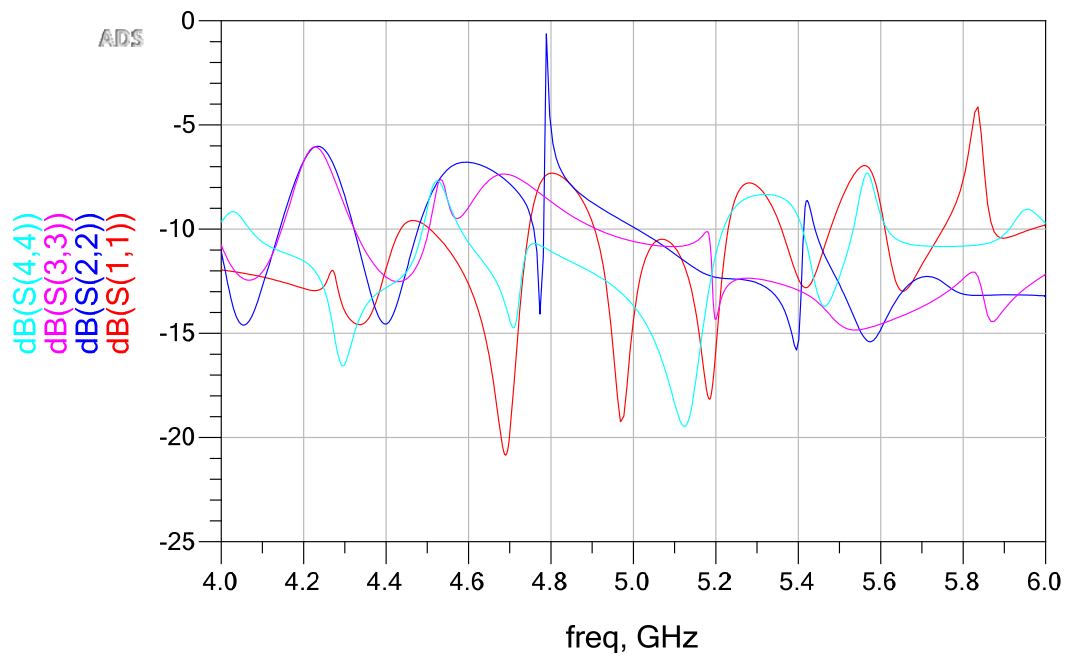
Figura 24 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" simulado no ADS para  $P_b = 7$  e  $P_a = 7$  (configuração 7 x 7).

**Tabela 4 - Parâmetros do projeto de lente de Rotman em "microstrip" com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array".**

Parâmetros definidos no projeto	
Substrato	Rogers RT/duroid 5880 constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) = 2,2 espessura do substrato ( $T_d$ ) = 0,787 mm espessura da metalização ( $T_c$ ) = 35 $\mu$ m
Faixa de frequência	4 a 6 GHz
$P_b$	7
$P_a$	4 e 7
$\alpha = \psi$	30°
$g$	1,137
$A_t$	33,7 mm ( $\lambda$ para 6 GHz)
$L$	42,1 mm (1,25 $\lambda$ )
Parâmetros calculados	
$r$	0,597
$\beta$	0,9935 rad
$R$	101,8 mm
$F$	170,6 mm
$\eta = \pm 0,5$ (limites)	$w = -0,00149$ , $x = -0,1145$ e $y = \pm 0,5007$
$r_i$	1,152
$R_i$	196,5 mm
$\gamma$	0,2573 rad ( $P_a = 4$ ) e 0,5147 rad ( $P_a = 7$ )
$\gamma_e$	0,4497 rad
$W_{50}$	2,38 mm

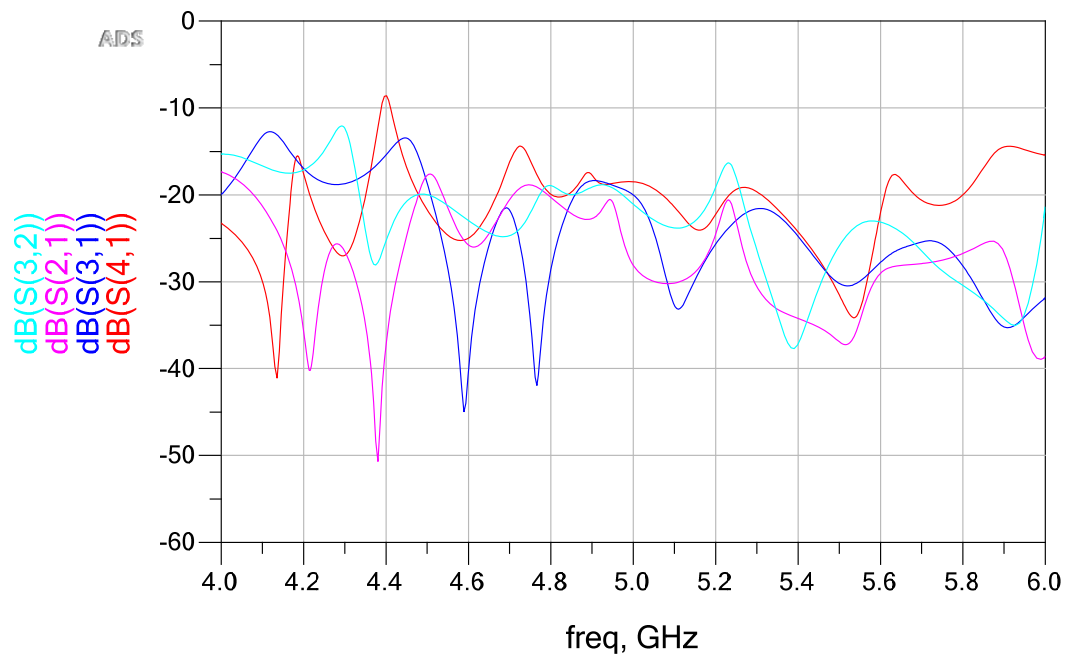


(a)

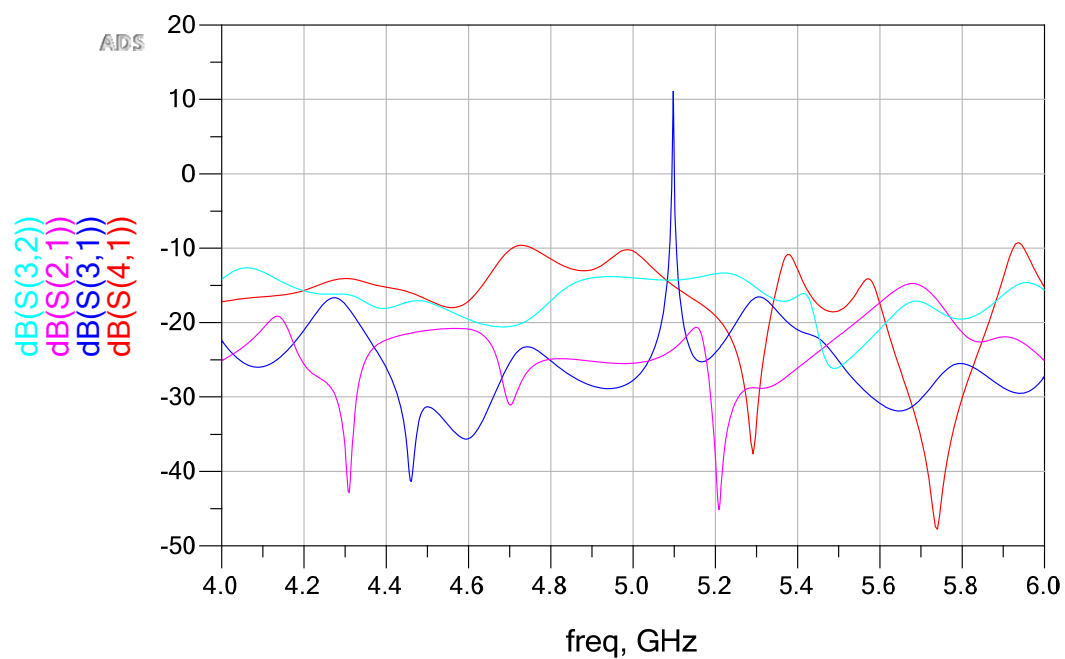


(b)

**Figura 25 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de feixe com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array" para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$  e  $P_b = 7$ . (a)  $P_a = 4$ ; (b)  $P_a = 7$ .**

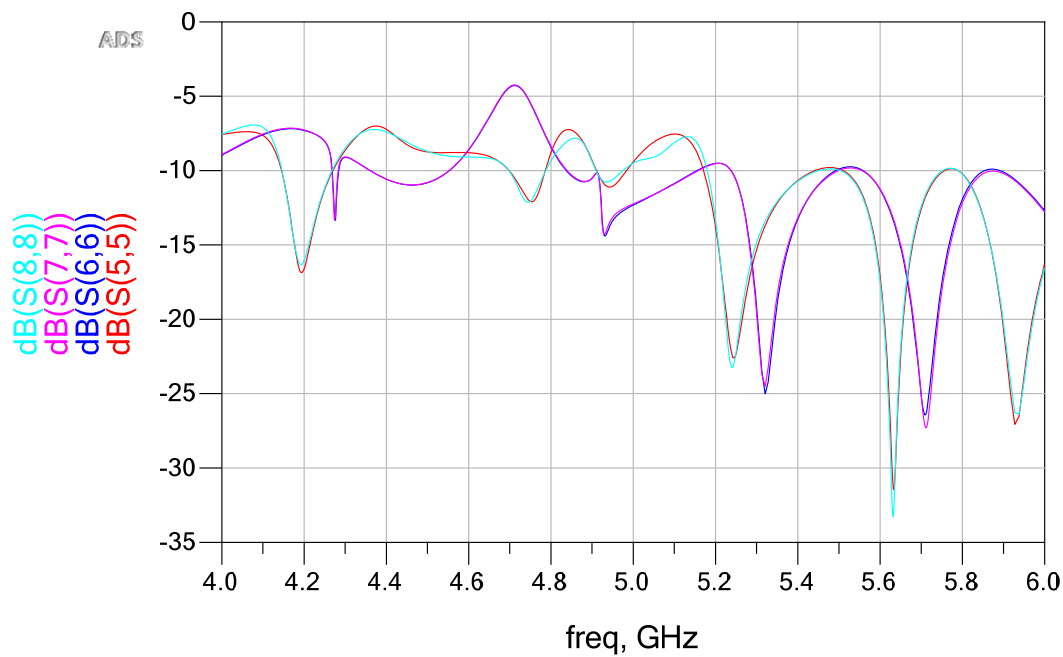


(a)

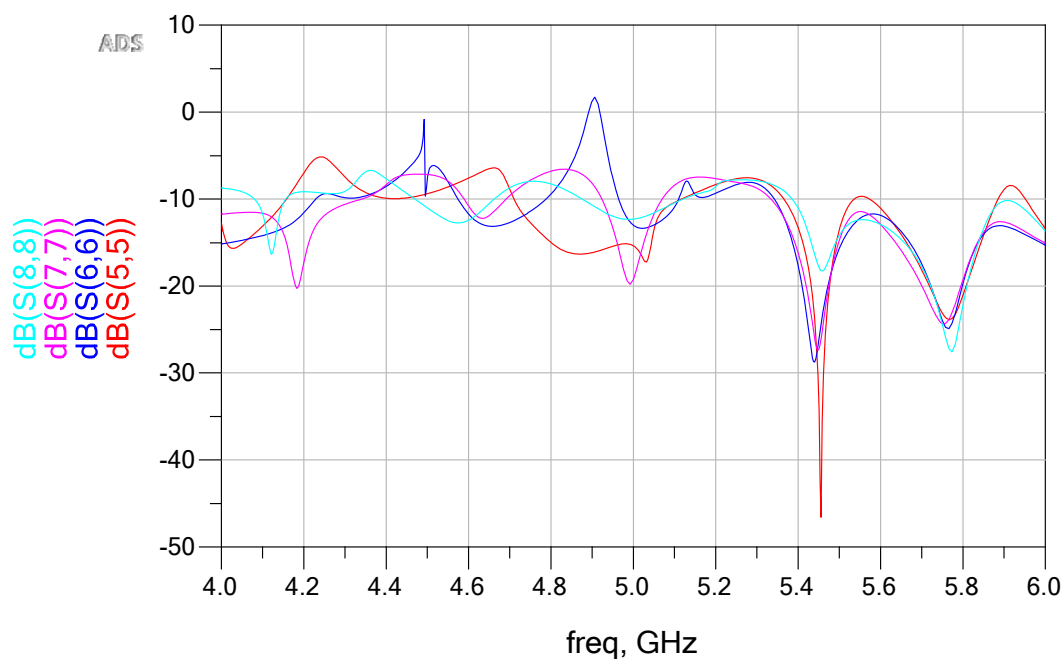


(b)

**Figura 26 - Resultados da simulação - isolação das portas de feixe com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array" para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$  e  $P_b = 7$ . (a)  $P_a = 4$ ; (b)  $P_a = 7$ .**

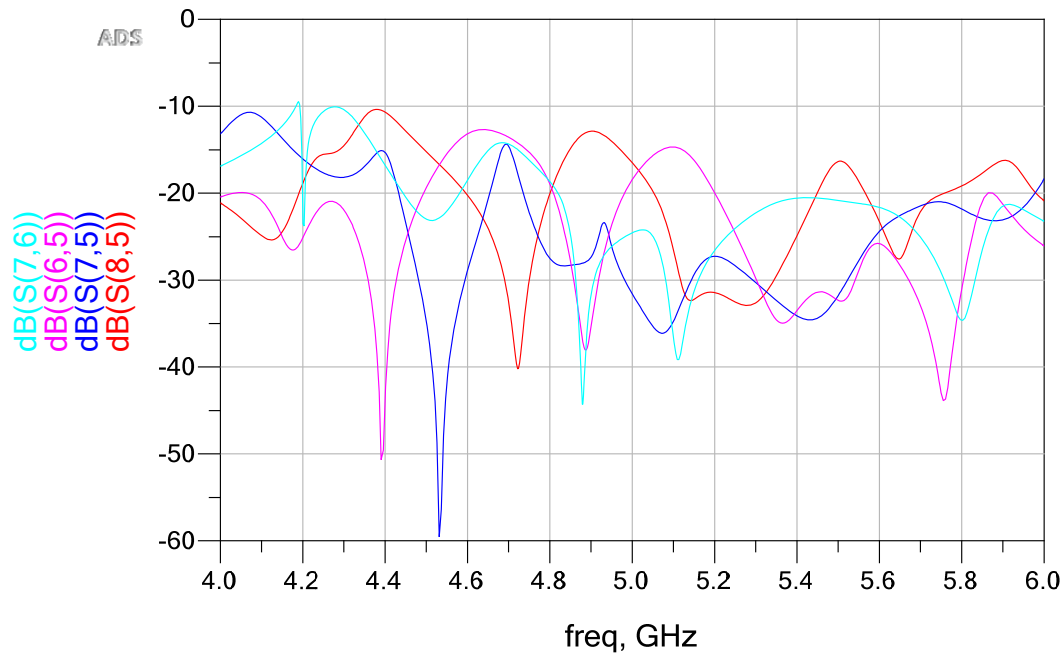


(a)

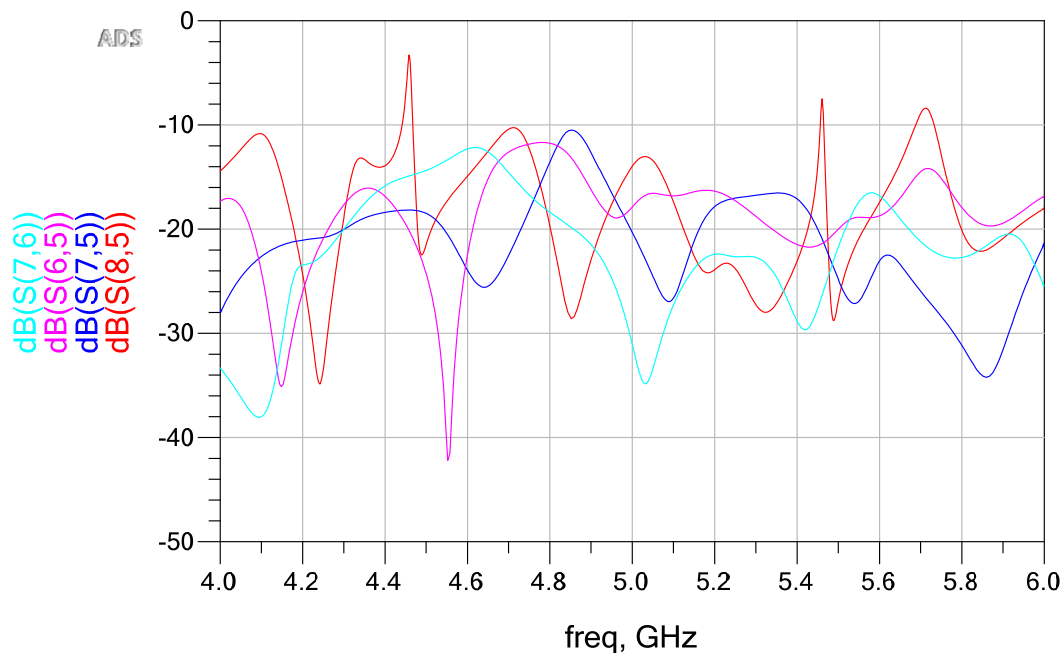


(b)

**Figura 27 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de "array" com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array" para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$  e  $P_b = 7$ . (a)  $P_a = 4$ ; (b)  $P_a = 7$ .**



(a)

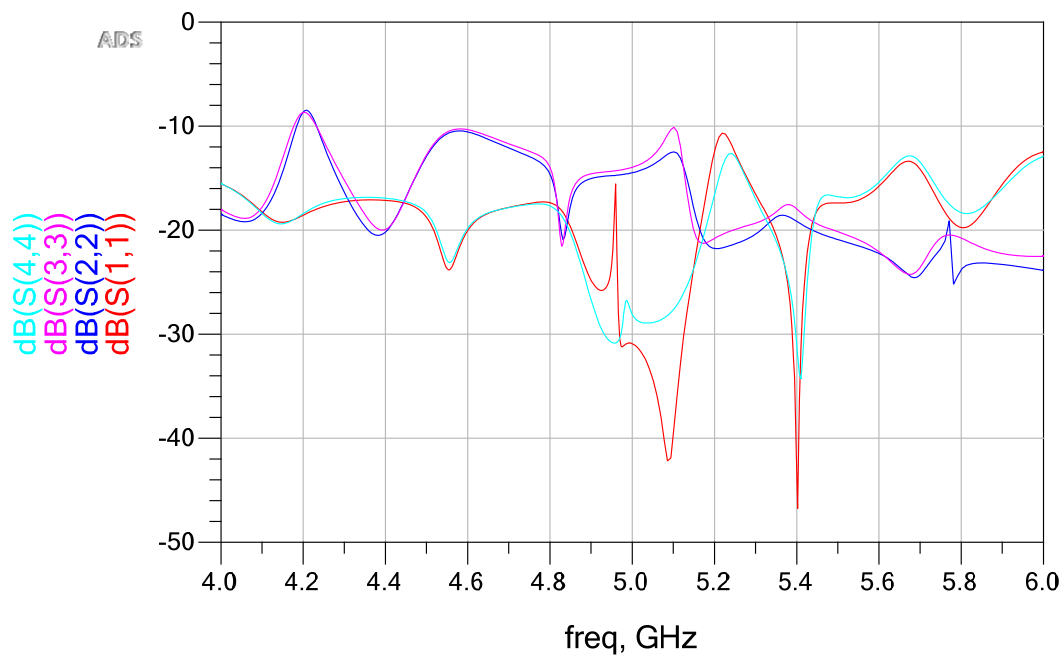


(b)

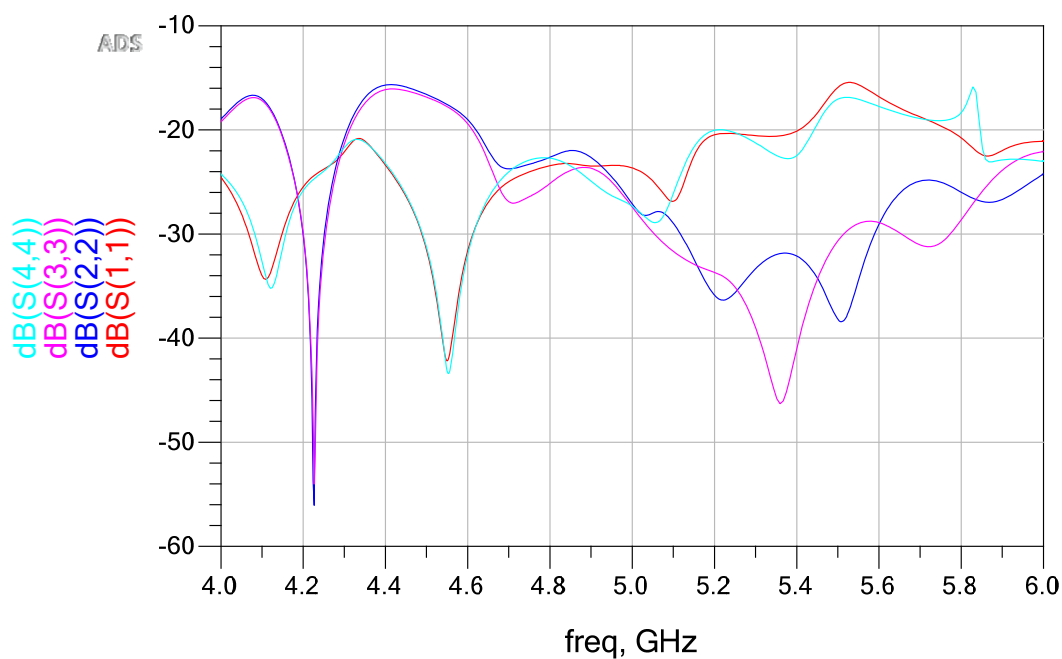
**Figura 28 - Resultados da simulação - isolamento das portas de "array" com inclusão de portas fantasmas entre as portas de feixe e "array" para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$  e  $P_b = 7$ . (a)  $P_a = 4$ ; (b)  $P_a = 7$ .**

Até o momento, as modificações no projeto da lente estavam relacionadas aos "tapers", seja na alteração de suas dimensões ou na inclusão de novos "tapers" provocando uma nova geometria do núcleo da lente e o aumento do número de portas fantasmas. Uma nova modificação proposta está em avaliar o desempenho da lente utilizando espessuras diferentes do substrato de trabalho. Nesse caso a metalização da lente seria alterada na largura da linha "microstrip" de  $50\ \Omega$  e consequentemente a geometria dos "tapers". Para novas simulações, continuou-se trabalhando com a configuração 9x7 utilizando o substrato Rogers RT/duroid 5880 com espessuras disponíveis de 0,508, 1,575 e 3,15 mm, sendo que essa última leva em consideração a possibilidade de sobrepor substratos de 1,575 mm. As Figuras 29 a 32 apresentam resultados significativos das simulações para as espessuras 1,575 e 3,15 mm, sendo que para essa última a perda de retorno ficou em média melhor que 15 dB e pior resultado em 12 dB. A isolação em média ficou melhor do que 20 dB e pior resultado em 14 dB.

Para avaliar qual configuração da lente apresentaria melhores resultados com o substrato Rogers RT/duroid 5880 de espessura 3,15 mm, foram realizadas simulações em todas configurações mostradas até o momento, sendo que nas configurações 7x4, 7x7 e 9x7 os resultados de perda de retorno e isolação foram bem próximos. Para a lente de Rotman em "microstrip", foi selecionado o projeto na configuração 7x4 com o substrato RT/duroid 5880 de espessura 3,15 mm. Ao se decidir pelo melhor projeto, levou-se também em consideração as dimensões da lente e a perda de inserção na transmissão. Os resultados das simulações são apresentados das Figuras 33 a 36. O layout no ADS do projeto escolhido é mostrado na Figura 37.

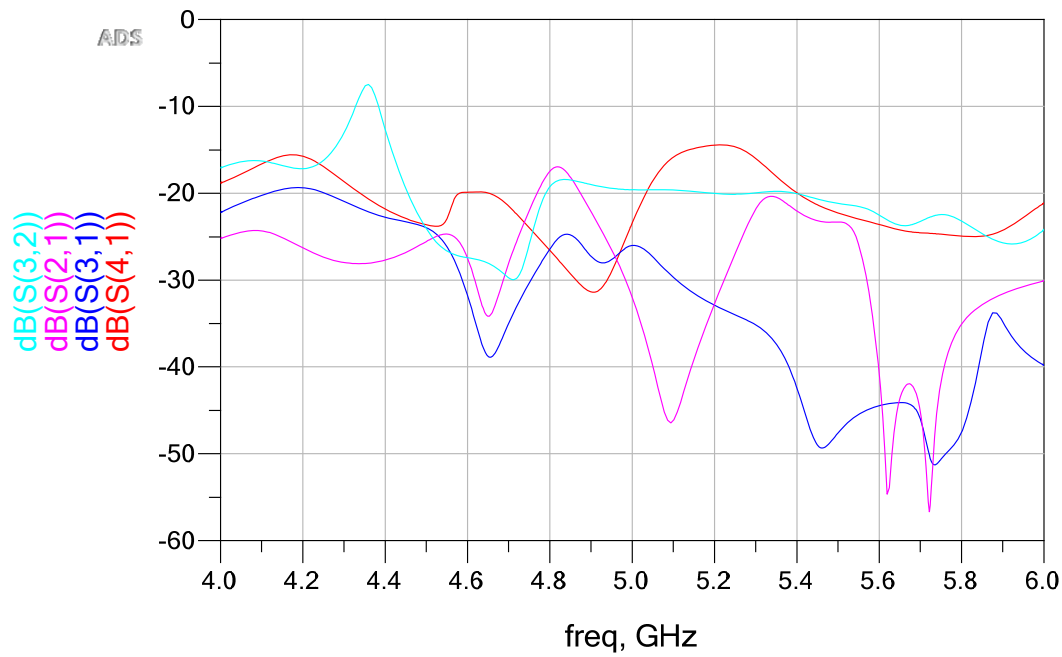


(a)

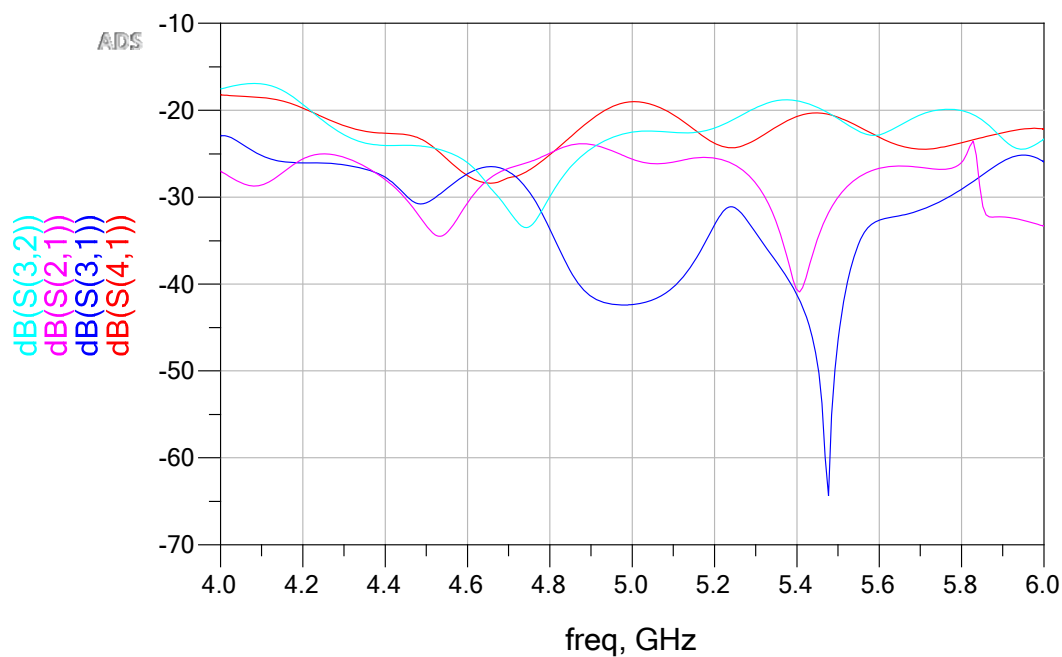


(b)

**Figura 29 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de feixe com alteração da espessura do substrato ( $T_d$ ) para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$ ,  $P_b = 9$  e  $P_a = 7$ . (a)  $T_d = 1,575$  mm; (b)  $T_d = 3,15$  mm.**

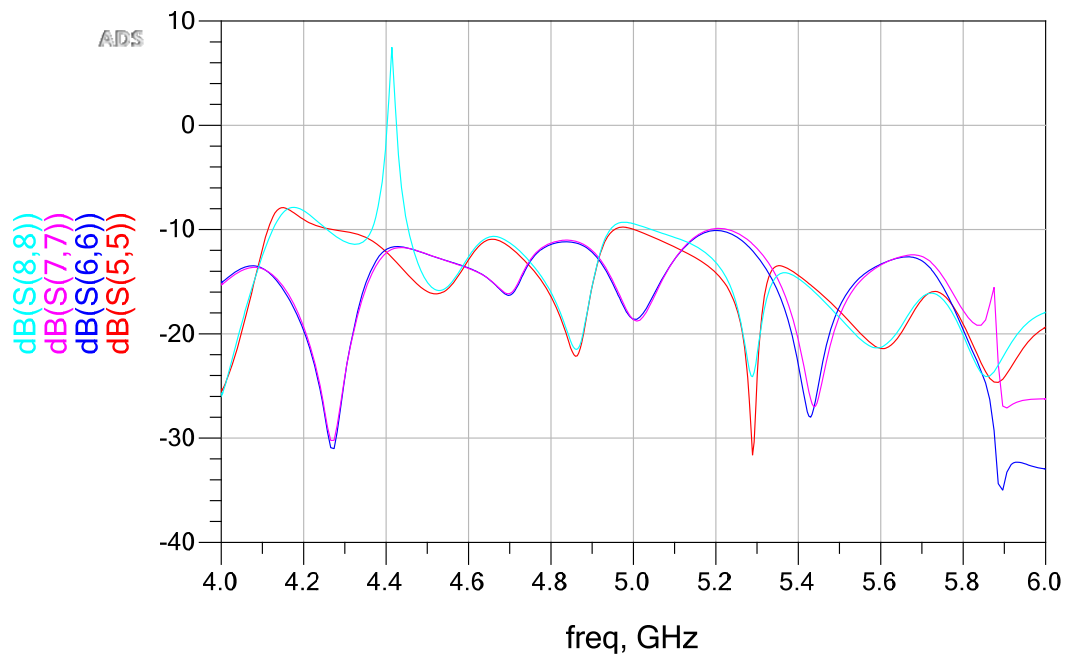


(a)

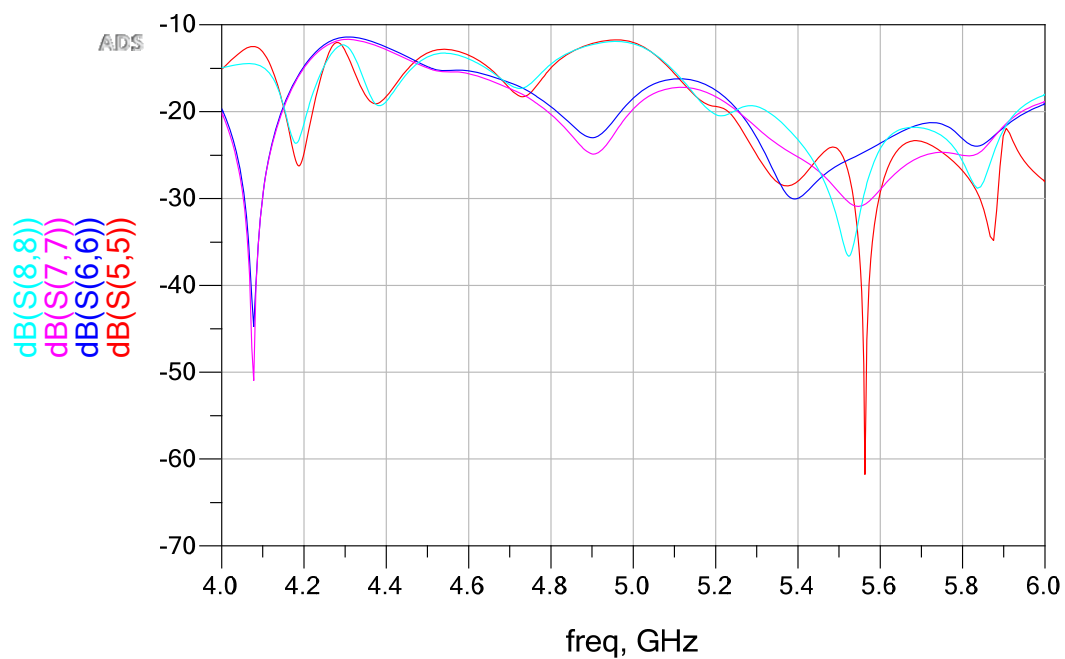


(b)

**Figura 30 - Resultados da simulação - isolamento das portas de feixe com alteração da espessura do substrato ( $T_d$ ) para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$ ,  $P_b = 9$  e  $P_a = 7$ .  
(a)  $T_d = 1,575$  mm; (b)  $T_d = 3,15$  mm.**

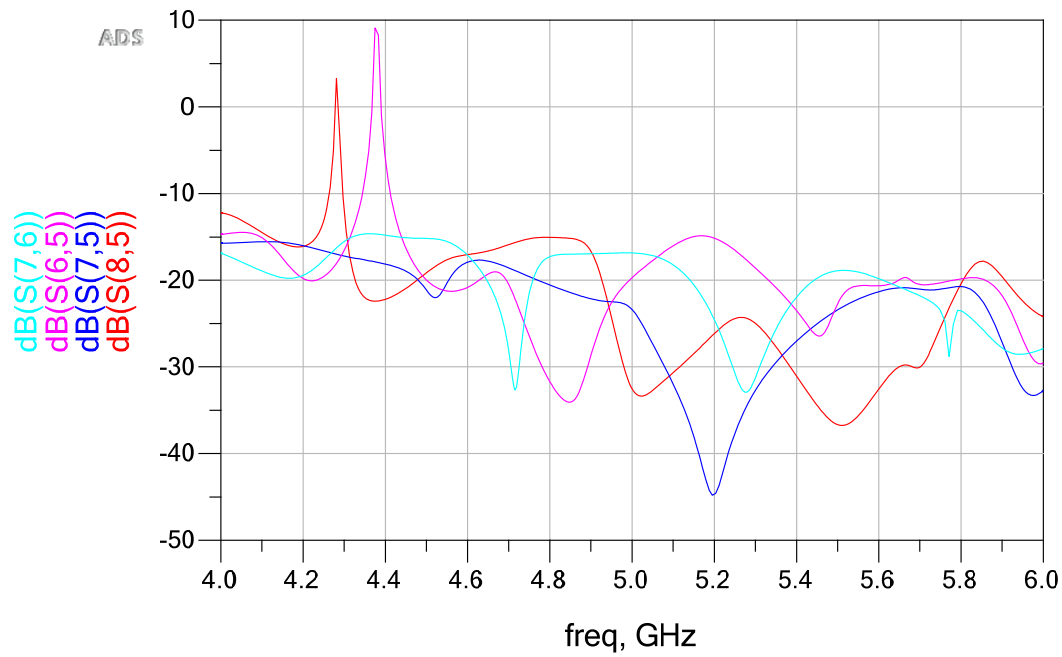


(a)

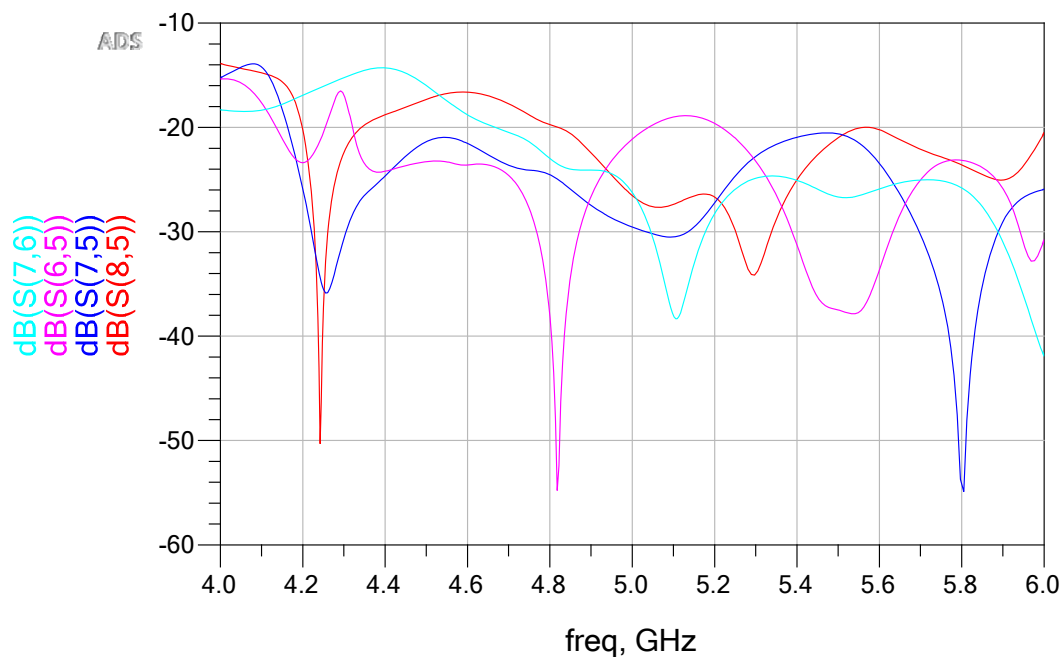


(b)

**Figura 31 - Resultados da simulação - perda de retorno das portas de "array" com alteração da espessura do substrato ( $T_d$ ) para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$ ,  $P_b = 9$  e  $P_a = 7$ . (a)  $T_d = 1,575$  mm; (b)  $T_d = 3,15$  mm.**

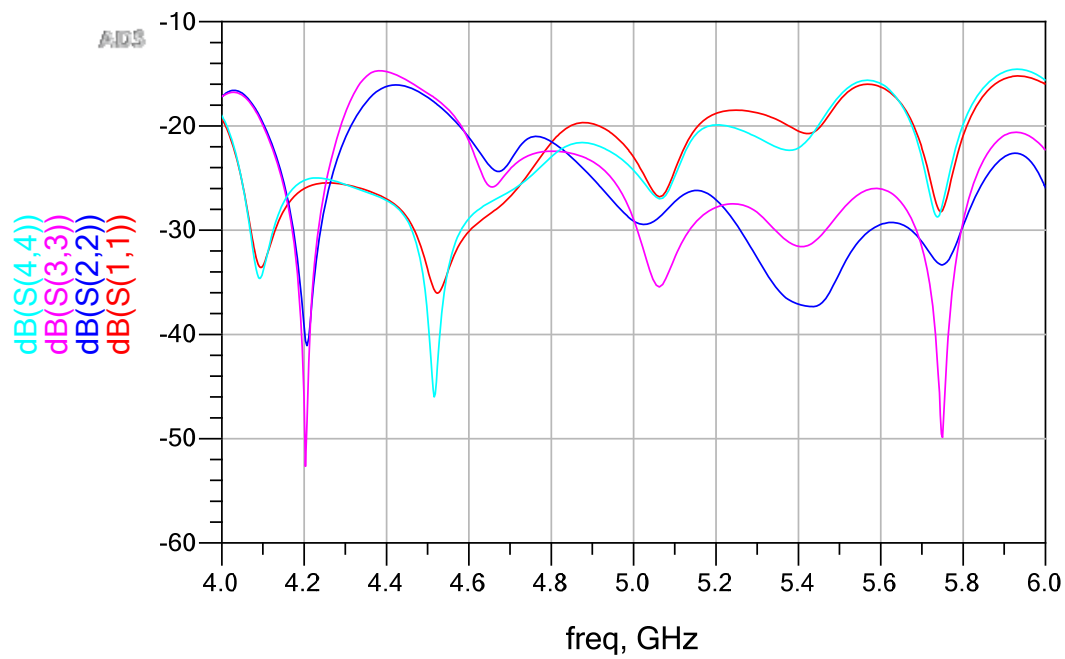


(a)

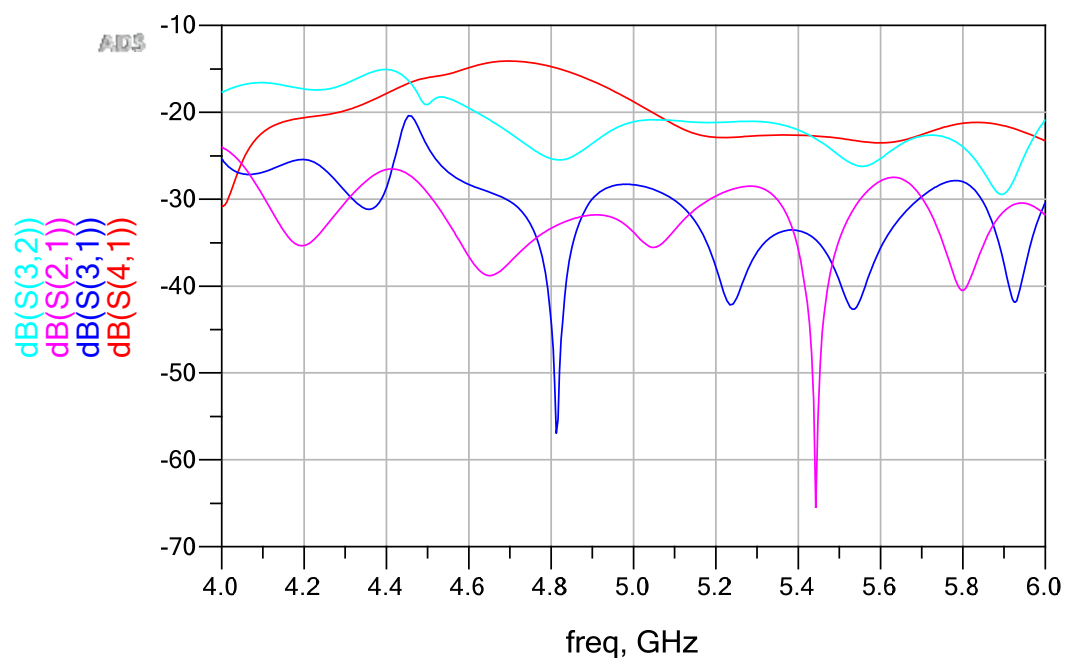


(b)

**Figura 32 - Resultados da simulação - isolamento das portas de "array" com alteração da espessura do substrato ( $T_d$ ) para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$ ,  $P_b = 9$  e  $P_a = 7$ . (a)  $T_d = 1,575$  mm; (b)  $T_d = 3,15$  mm.**

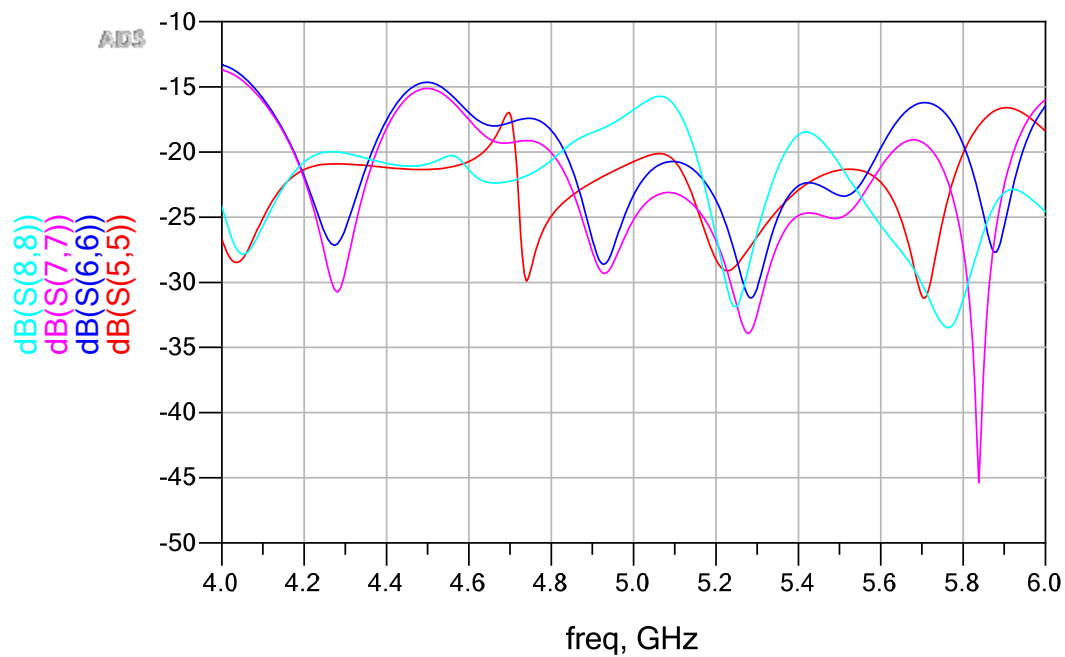


(a)

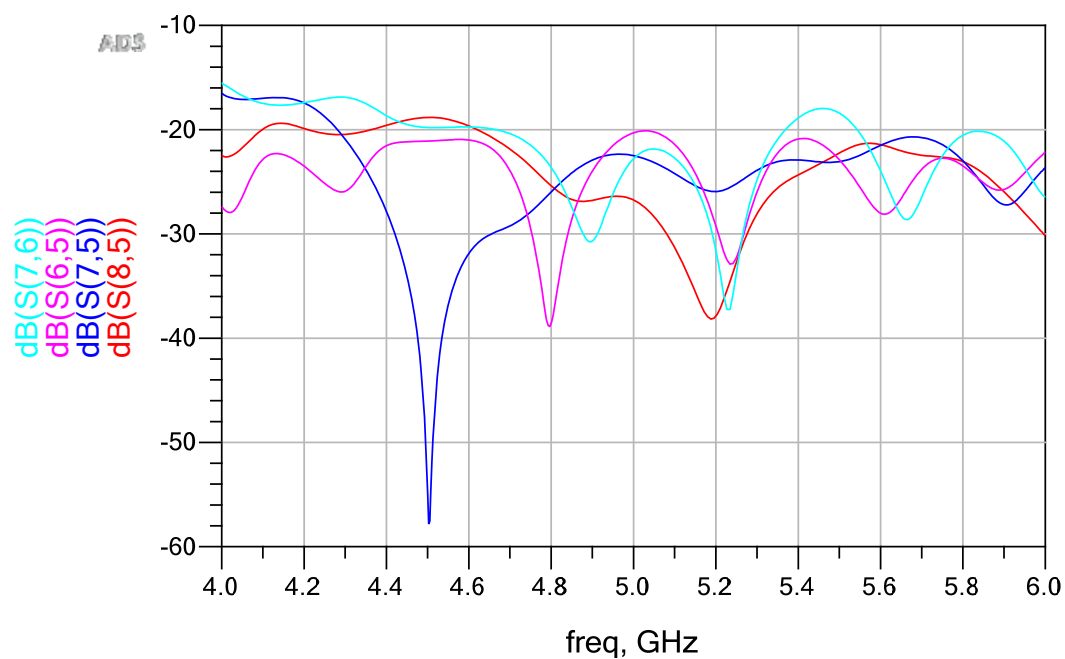


(b)

**Figura 33 - Portas de feixe - resultados da simulação para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$ ,  $P_b = 7$  e  $P_a = 4$  e  $T_d = 3,15$  mm. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

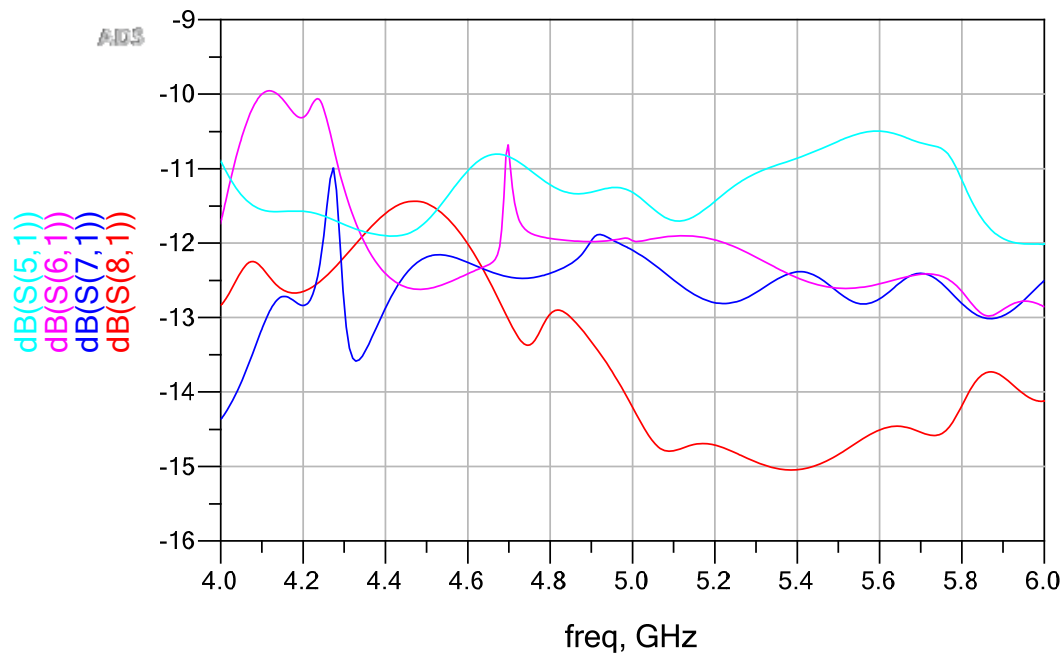


(a)

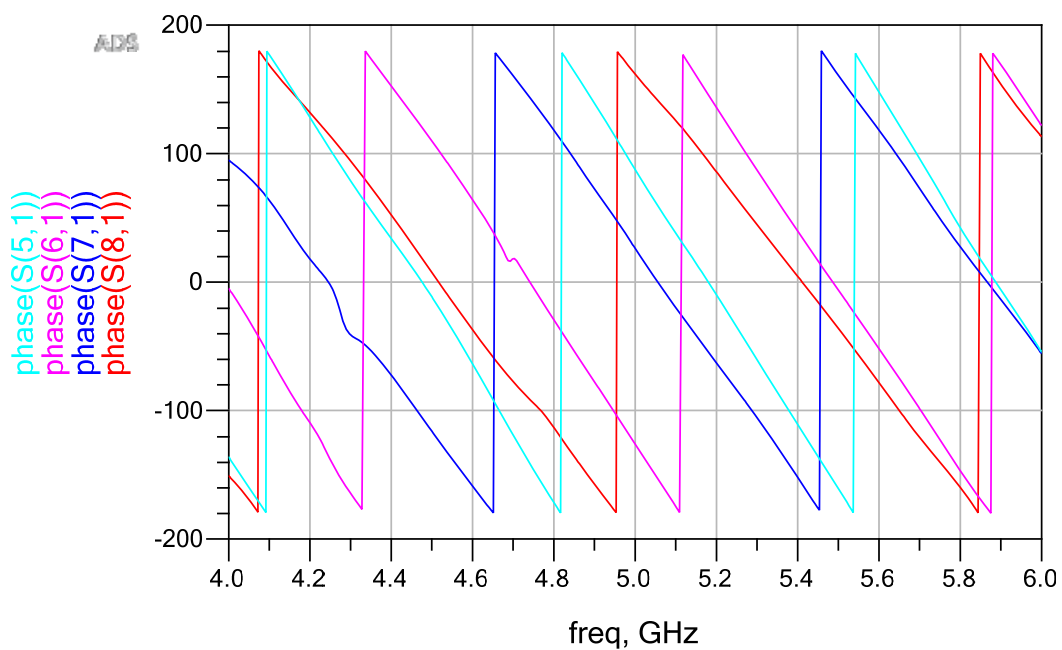


(b)

**Figura 34 - Portas de "array" - resultados da simulação para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$ ,  $P_b = 7$  e  $P_a = 4$  e  $T_d = 3,15$  mm. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

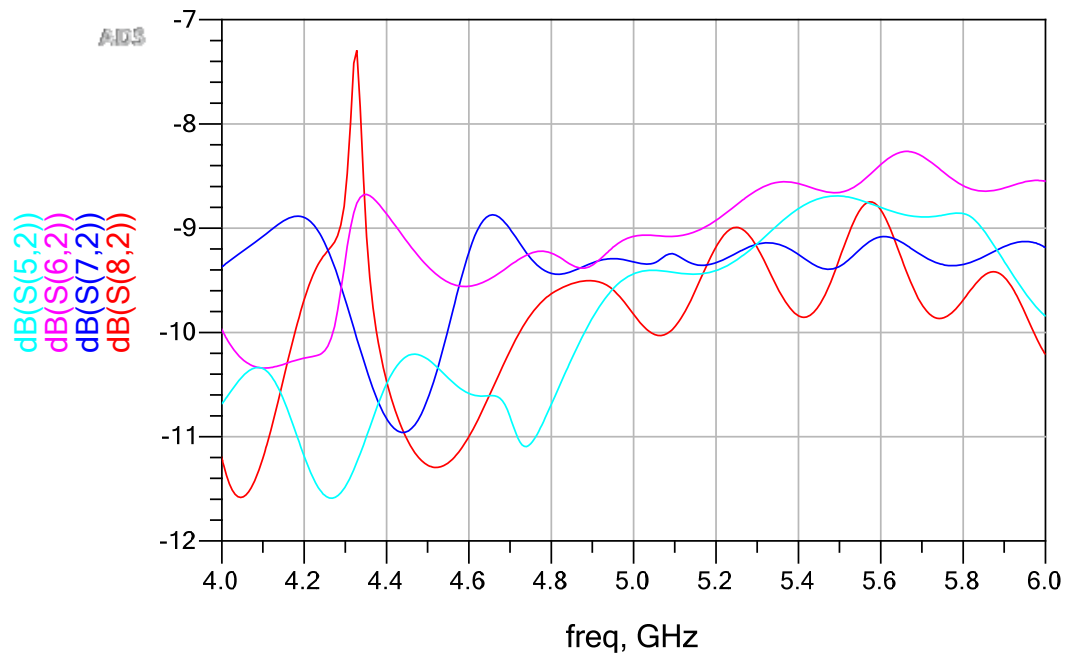


(a)

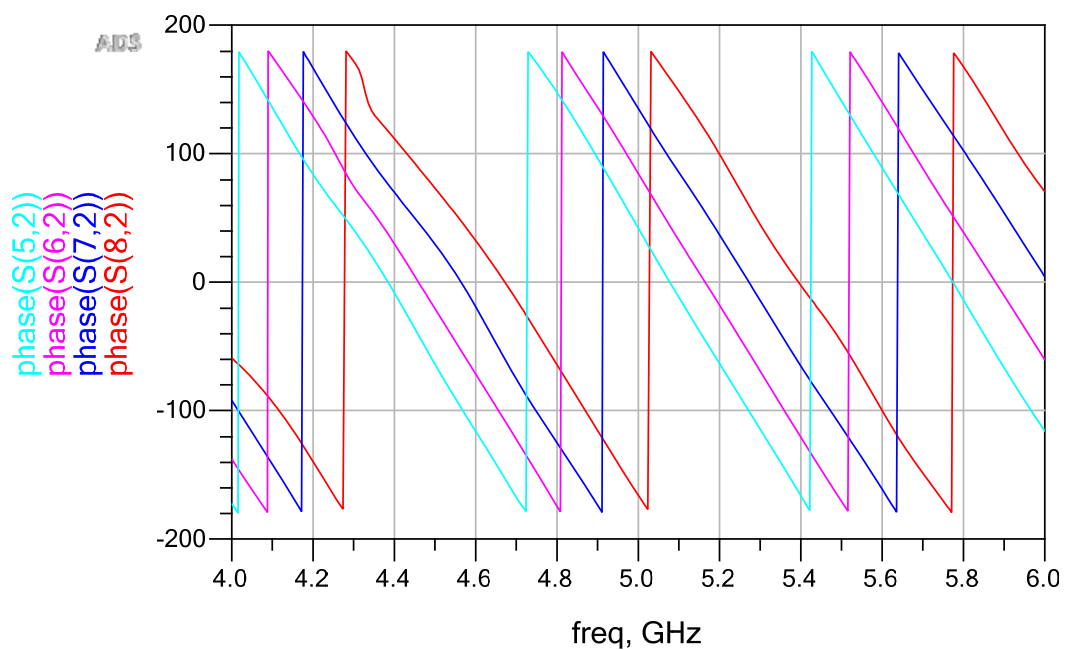


(b)

**Figura 35 - Transmissão pela porta de feixe 1 - resultados da simulação para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$ ,  $P_b = 7$  e  $P_a = 4$  e  $T_d = 3,15$  mm. (a) amplitude; (b) fase.**

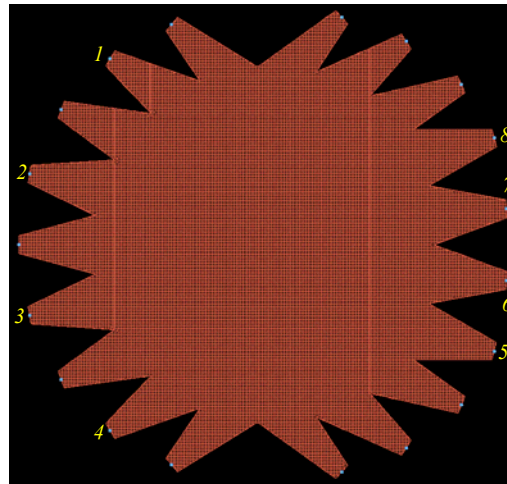


(a)



(b)

**Figura 36 - Transmissão pela porta de feixe 2 - resultados da simulação para  $A_t = \lambda$ ,  $L = 1,25\lambda$ ,  $P_b = 7$  e  $P_a = 4$  e  $T_d = 3,15$  mm. (a) amplitude; (b) fase.**



**Figura 37 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" simulado no ADS para  $P_b = 7$  e  $P_a = 4$  (configuração 7 x 4) com área de 28 cm x 26 cm e espessura do substrato de 3,15 mm.**

### 3.3. Comentários

A partir da introdução de novos parâmetros de projeto em conjunto com as equações da lente de Rotman em “microstrip” mostradas no Capítulo 2, foi possível estabelecer uma metodologia para utilização de um "software" de simulação eletromagnética para caracterizar a lente desde um “layout” inicial até a sua versão final. Estes resultados obtidos tornaram viáveis pesquisas utilizando outros substratos através de simulação e fabricação de lentes para aplicações em radares, sistemas de defesa e também como solução inovadora para a futura telefonia móvel 5G.

No presente capítulo, destaca-se o pioneirismo em estabelecer uma formulação matemática interligando as equações da lente de Rotman em “microstrip” com as dimensões da abertura do “taper”. As simulações eletromagnéticas também demonstraram ser importantes na escolha da espessura do substrato mais adequada ao projeto.

## 4

### Lente de Rotman em “microstrip” para a faixa de frequência de radares e sistemas de defesa

Ao longo do presente capítulo, as mesmas especificações iniciais do projeto do Capítulo 3, ou seja, uma lente com  $\psi = \alpha = 30^\circ$ ,  $g_{ótimo} = 1,137$ , operando na faixa de 4 a 6 GHz, utilizando 4 portas de feixe (portas 1 a 4) e 4 portas de “array” (portas 5 a 8), serão utilizadas para testar inicialmente as espessuras de substrato ( $T_d$ ) de 0,635, 1,27, 1,9 e 2,5 mm, todas com espessura de metalização ( $T_c$ ) de 35  $\mu\text{m}$  do substrato Rogers RT/duroid 6010, associadas a nova metodologia proposta. Para tal, uma extensa etapa de simulações é apresentada. Os resultados obtidos orientam a escolha de um substrato para a realização do núcleo da lente. Em seguida, uma antena “microstrip” e um conjunto de antenas são também simulados utilizando o substrato escolhido. Na seção seguinte, a lente e o conjunto de antenas são realizados. Segue-se então a apresentação de um conjunto de testes envolvendo as perdas de retorno nas portas do conjunto lente + “array” de antenas, isolações entre as diversas portas e diagrama de radiação do conjunto.

#### 4.1. Introdução

Com a capacidade de alteração do feixe quase instantaneamente, um único radar “phased array” pode desempenhar diversas funções simultaneamente, como por exemplo, vigilância, acompanhamento de alvos suspeitos ou já identificados como inimigo, IFF (Identification Friend-or-Foe) e controle de mísseis. Adicionalmente, para a execução dessas funções, esses radares empregam as mais modernas tecnologias de “hardware” e “software”. Essas multifuncionalidades podem ser encontradas em radares de banda C (4 a 8 GHz), tais como o americano

PATRIOT (Phased Array Tracking Radar to Intercept On Target) e o europeu EMPAR (European Multifunction Phased Array Radar).

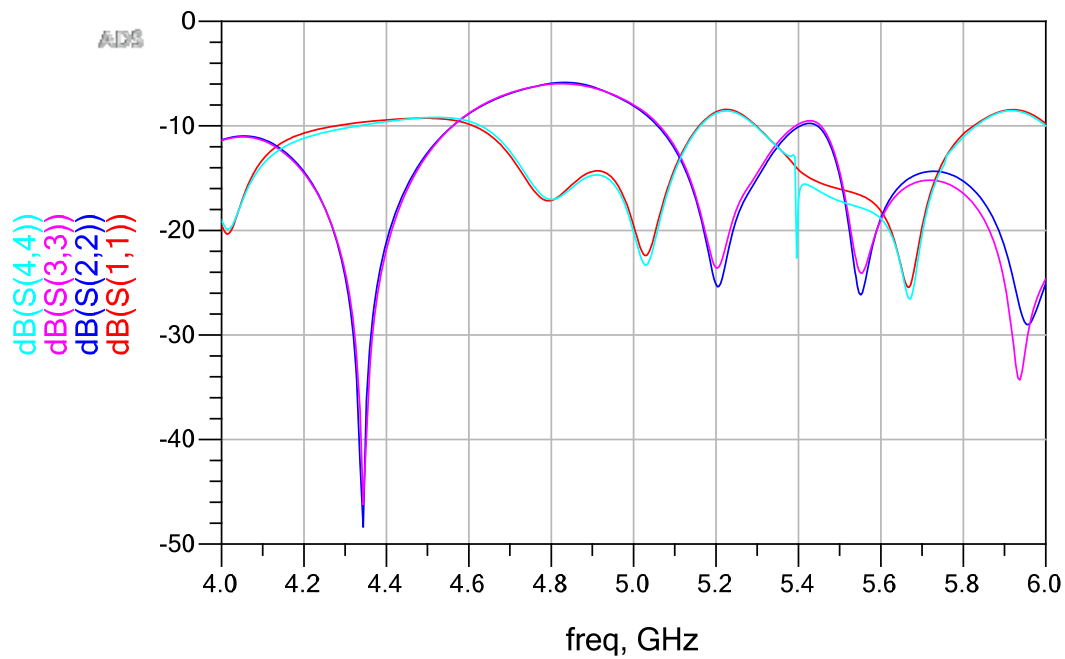
Em uma faixa da banda C desses radares, no Capítulo 3, a partir de informações na literatura e de resultados na simulação, foi possível estabelecer alguns passos básicos para um projeto de lente de Rotman em “microstrip” utilizando o “software” ADS para simulação eletromagnética e de circuitos de micro-ondas.

Também no Capítulo 3, o melhor “layout” do conjunto núcleo da lente/tapers obtido para o projeto, considerando os resultados de isolamento e casamento de impedância das portas, apresentou dimensões elevadas que torna sua implementação inviável e improvável. Com isso para a fabricação de uma lente de Rotman 4x4 em “microstrip” na mesma faixa desse projeto em dimensões mais adequadas, torna-se necessária a substituição do substrato Rogers RT/duroid 5880 por um de constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) mais elevada. A disponibilidade do substrato Rogers RT/duroid 6010 de constante dielétrica  $\epsilon_r = 10,2$  foi relevante para sua escolha nesse projeto.

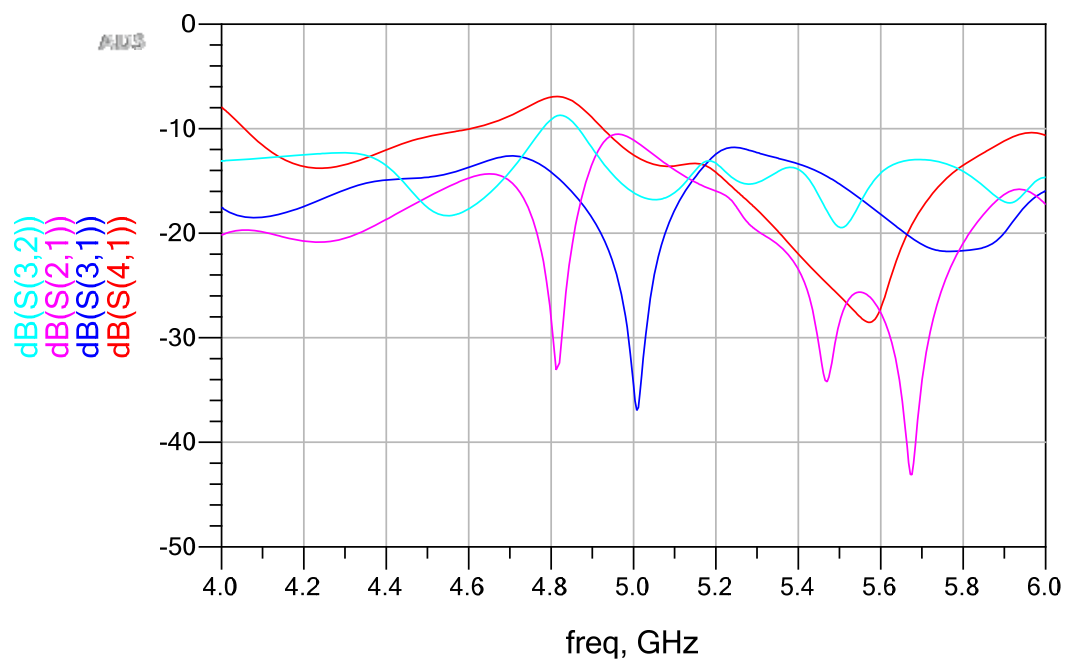
#### 4.2.

##### **Projeto de uma lente de Rotman em “microstrip” com o substrato Rogers RT/duroid 6010**

Nesta etapa, são mantidos os “tapers” com  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$ , ou seja, os mesmos do “layout” final do Capítulo 3. Os resultados mais relevantes e promissores foram obtidos com  $T_d$  de 1,27 e 1,9 mm, principalmente para perda de retorno e isolamento. Para  $T_d = 1,27$  mm, a Figura 38 apresenta os resultados de perda de retorno e isolamento das portas de feixe, a Figura 39 apresenta os mesmos resultados das portas de “array” e a Figura 40 mostra os resultados de transmissão das portas de feixe 1 e 2. Os mesmos resultados para  $T_d = 1,9$  mm são mostrados nas Figuras 41, 42 e 43. A Figura 44 mostra o “layout” dessas simulações para  $T_d = 1,27$  mm.

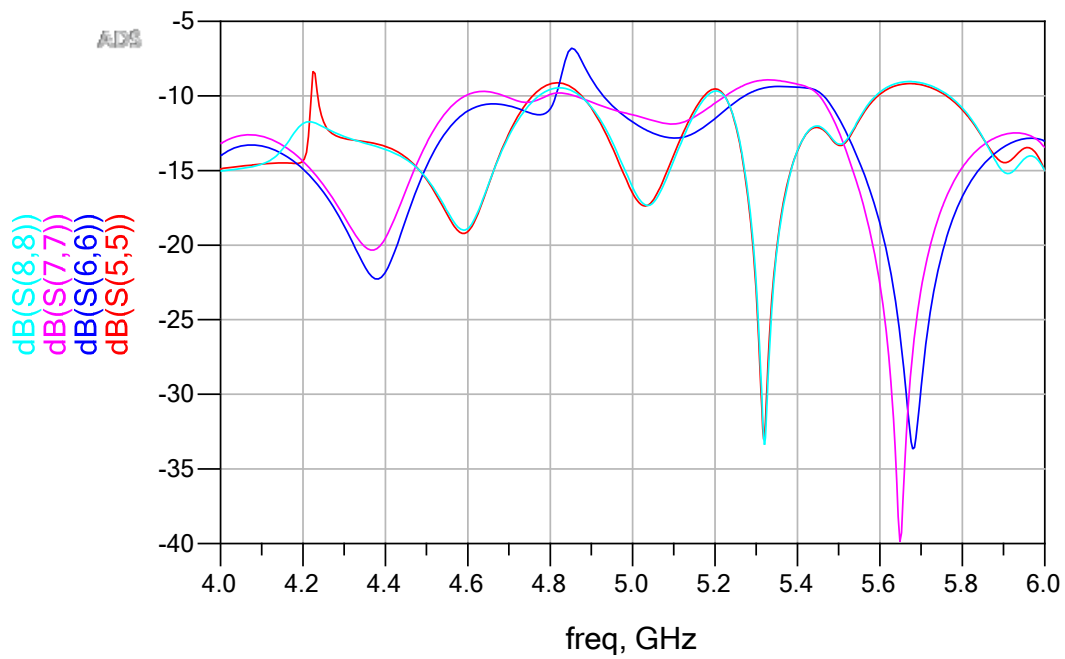


(a)

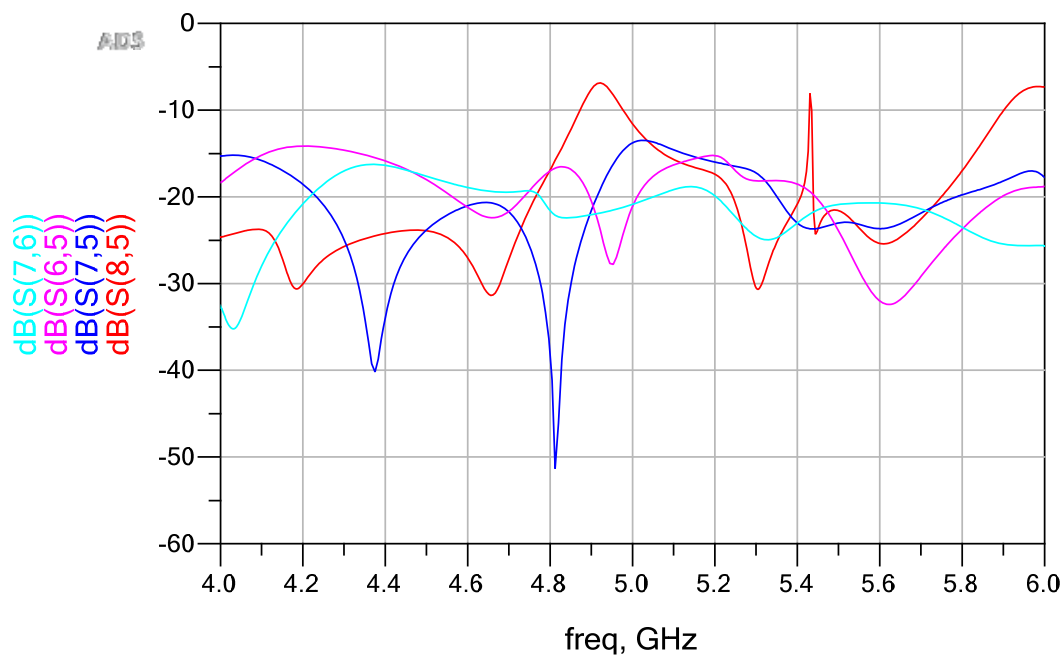


(b)

**Figura 38 - Portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$  para o substrato de  $T_d = 1,27$  mm. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

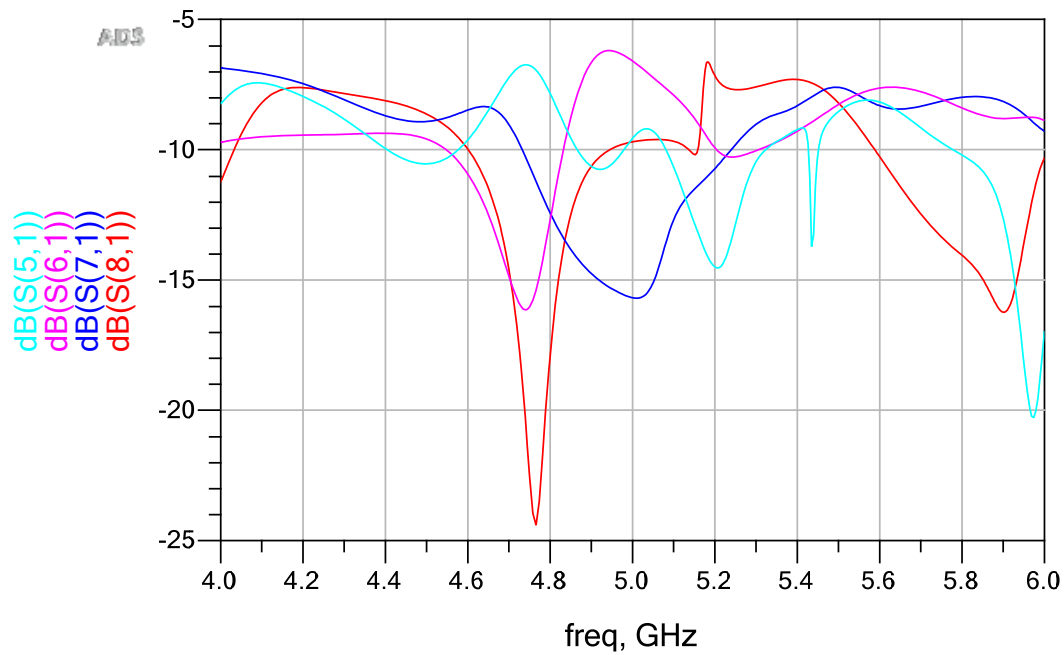


(a)

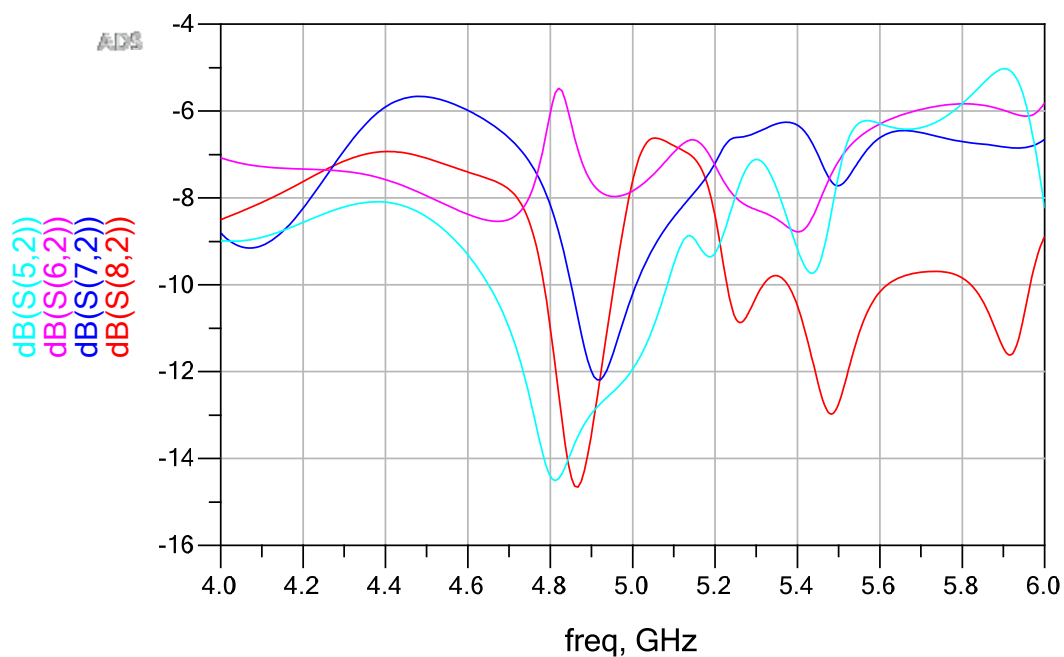


(b)

**Figura 39 - Portas de “array”: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$  para o substrato de  $T_d = 1,27$  mm. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

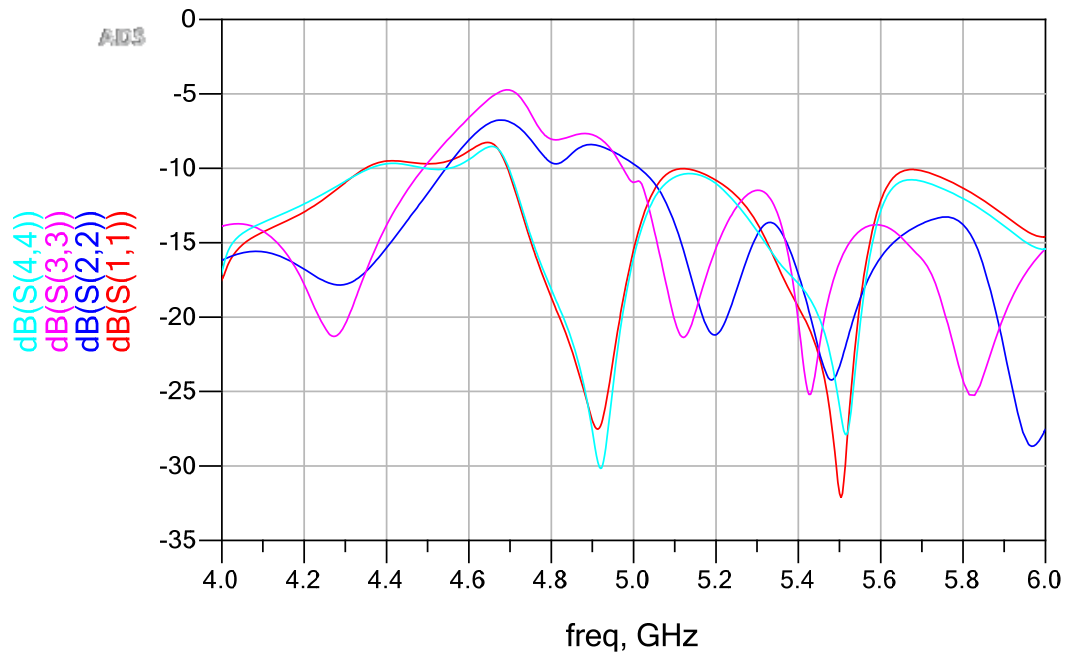


(a)

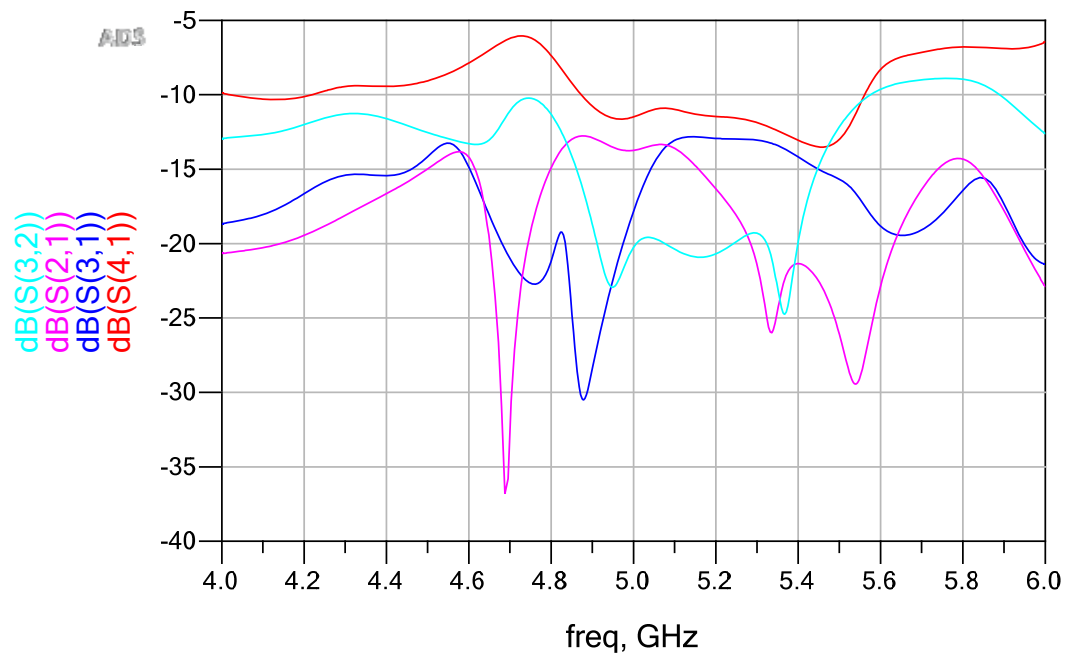


(b)

**Figura 40 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$  para o substrato de  $T_d = 1,27$  mm. (a) Porta 1; (b) Porta 2.**

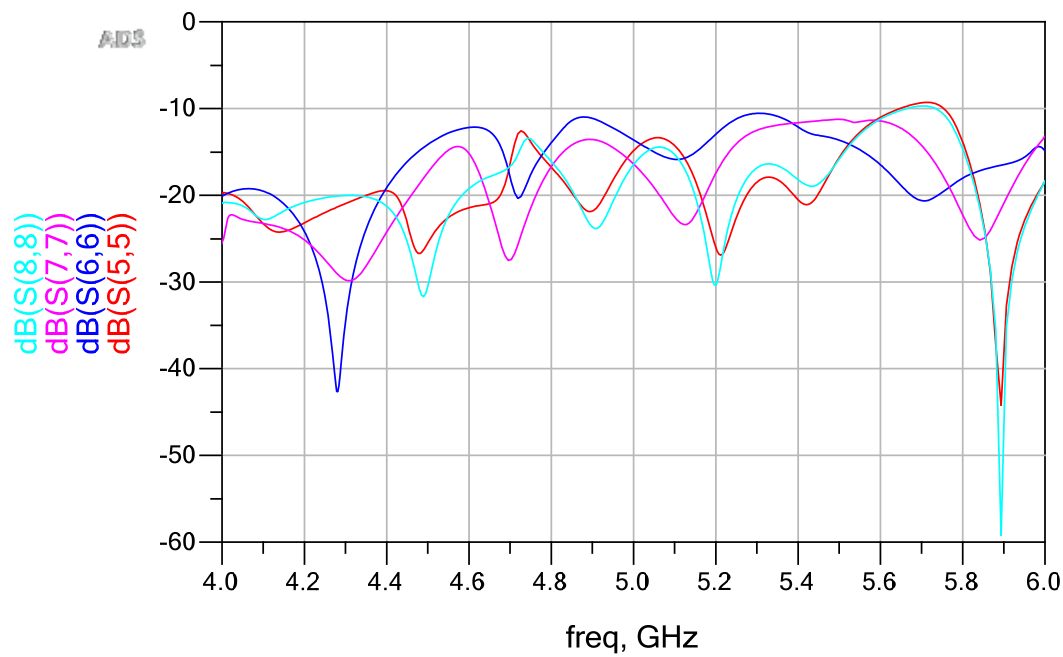


(a)

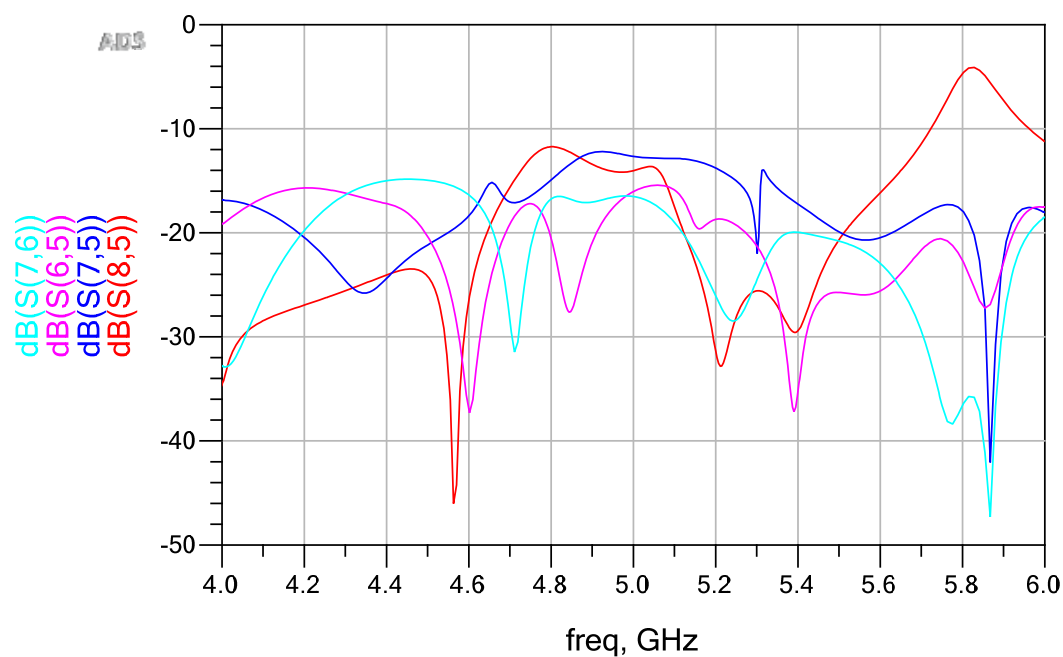


(b)

**Figura 41 - Portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$  para o substrato de  $T_d = 1,9$  mm. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

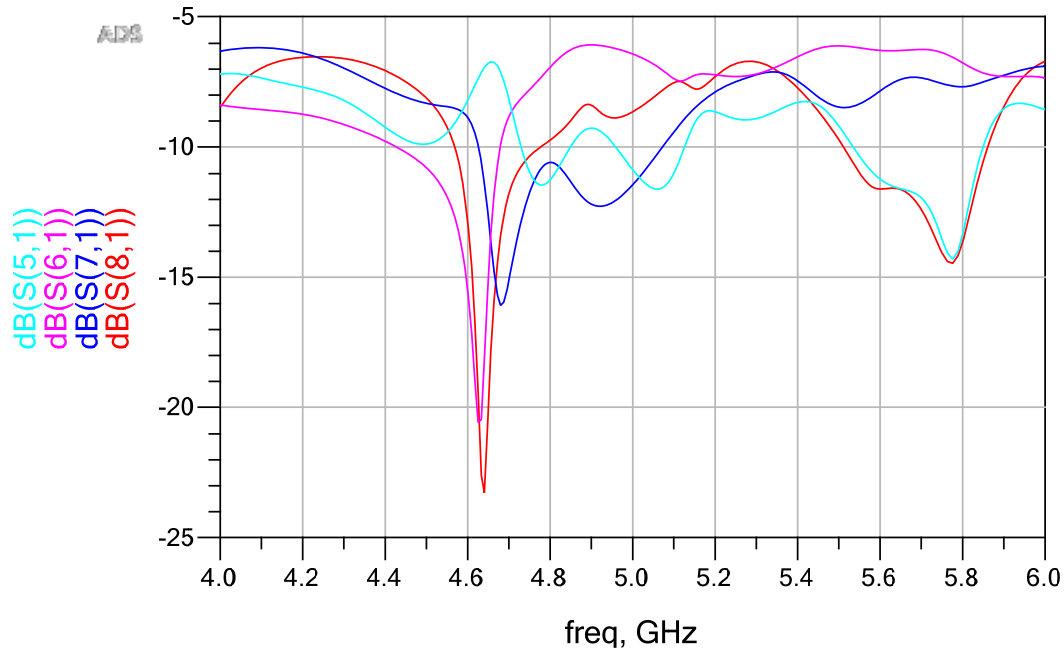


(a)

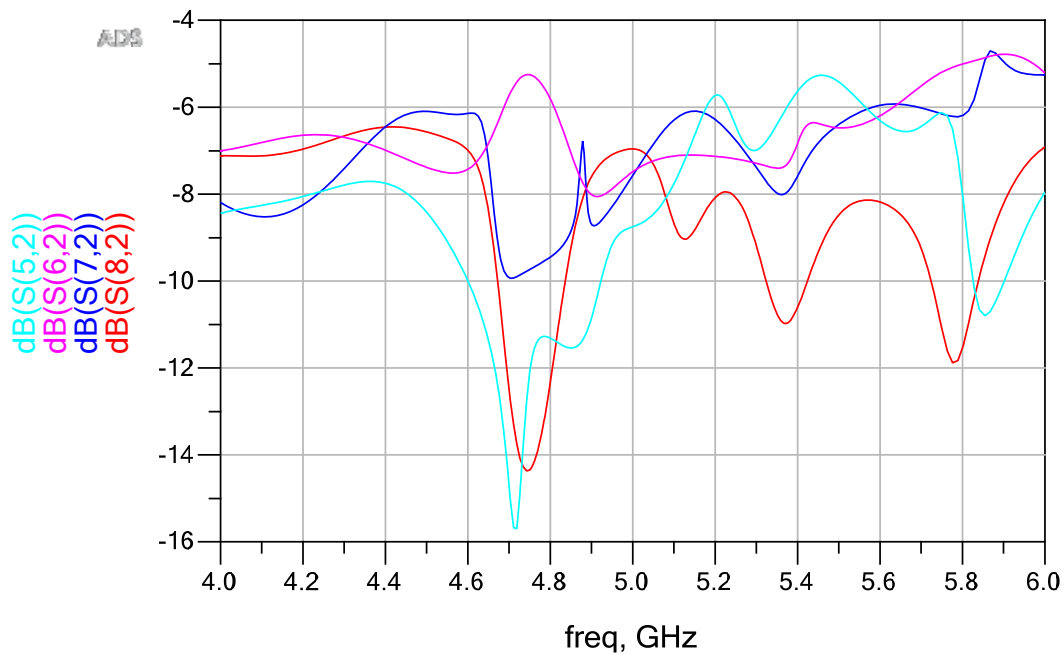


(b)

**Figura 42 - Portas de “array”: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$  para o substrato de  $T_d = 1,9$  mm. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

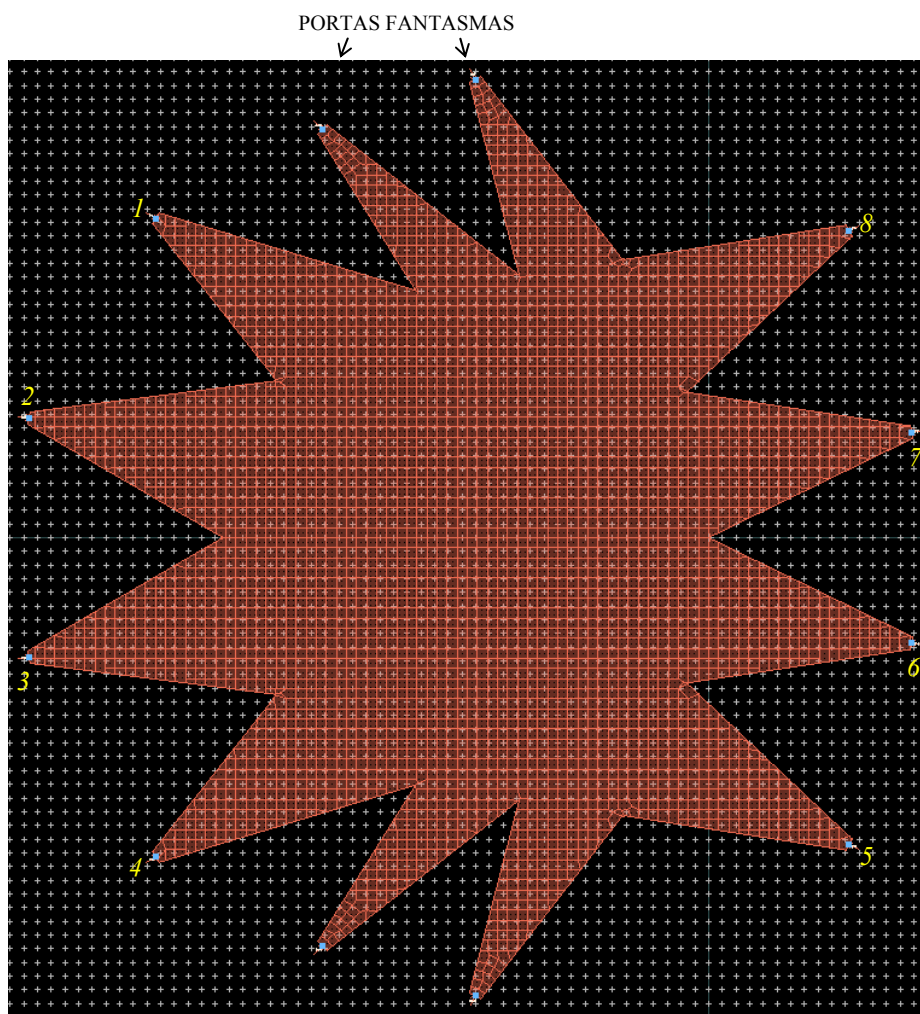


(a)



(b)

**Figura 43 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$  para o substrato de  $T_d = 1,9$  mm. (a) Porta 1; (b) Porta 2.**



**Figura 44 - "Layout" inicial para projeto com  $\psi = \alpha = 30^\circ$  tendo "tapers" com  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$ . Substrato utilizado: Rogers RT/duroid 6010 com  $\epsilon_r = 10,2$ ,  $T_d = 1,27$  mm e  $T_c = 35$   $\mu$ m.**

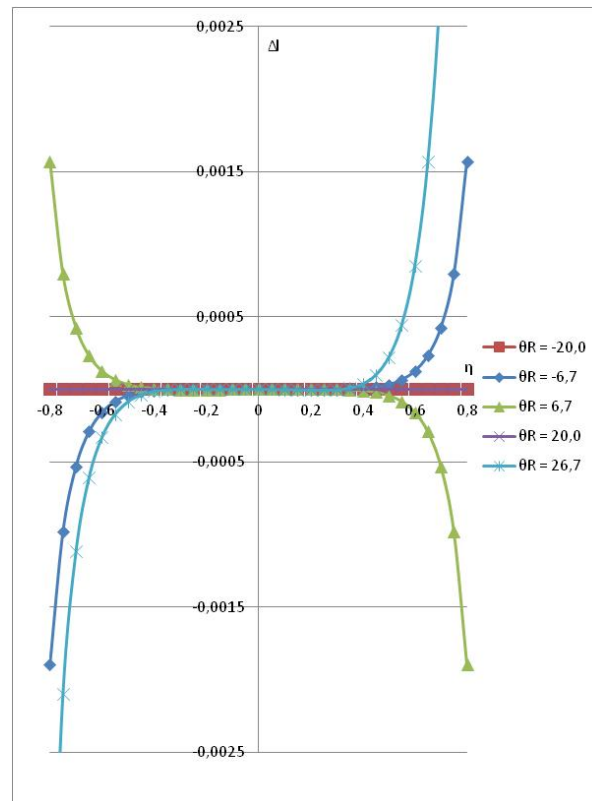
Como a proposta é montar e testar uma lente como prova de conceito, o próximo passo desse projeto levou em consideração as especificações dos substratos Rogers RT/duroid 6010 disponíveis no CETUC/PUC-Rio. Considerando os melhores resultados iniciais, somente o substrato com  $T_d = 1,27$  mm em placas de 5" x 5" estava disponível.

Assim, como visto no projeto do Capítulo 3 com o substrato Rogers RT/duroid 5880, os piores resultados de isolamento apresentados entre as portas de feixe das extremidades voltaram a se repetir com a utilização de outro substrato. Como mostrado na Figura 6, cada porta de feixe corresponde a um ponto no arco focal, que forma o ângulo  $\theta$  com o eixo central da lente. Prosseguindo com essa

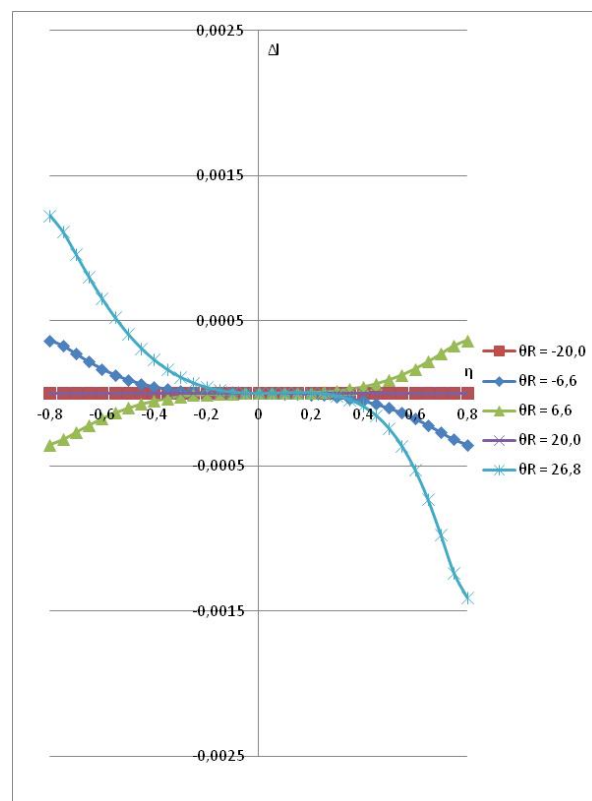
análise geométrica, o ângulo formado entre as portas de feixe das extremidades será igual a  $2\alpha$ . Considerando que uma possível redução do ângulo entre as portas das extremidades pode corresponder a uma melhor isolamento e que isso está relacionado à redução do ângulo focal  $\alpha$ , resolveu-se realizar simulações para  $\alpha = 20^\circ$ . Como o projeto está trabalhando com  $\psi = \alpha$ , isso implica em alteração da variação do direcionamento de feixe para  $\pm 20^\circ$ . A possibilidade de manutenção da variação do direcionamento do feixe em  $\pm 30^\circ$ , mesmo com  $\psi = \alpha = 20^\circ$ , será tratada no item 4.4.

Outra possibilidade de avaliação seria alterar a curvatura do arco focal, ou seja, alterar o raio normalizado  $r$ . Pela equação [34], observa-se que a alteração de  $r$  começa com a utilização de um novo  $g$  que será diferente do  $g_{ótimo}$  dado pela equação [30]. A Figura 45 mostra o erro de trajetória para  $\alpha = 20^\circ$ , onde para  $g = 0,97g_{ótimo}$  e valores absolutos de  $\eta$  menores do que 0,4, o erro de trajetória normalizado  $\Delta l$  também será mínimo (abaixo de 0,0001) para todos os ângulos  $\theta$  até  $\pm 20^\circ$ . Deve ser lembrado que essa forma de análise de erro de trajetória só é válida para  $\psi = \alpha$ . Com isso, também foram realizadas simulações com a geometria da lente adaptada para  $g = 0,97g_{ótimo}$ .

A Figura 46 apresenta os resultados da isolamento das portas de feixe obtidos com as simulações do conjunto núcleo da lente/"tapers" com o ângulo focal  $\alpha$  reduzido para  $20^\circ$  com  $g = g_{ótimo}$  e  $g = 0,97g_{ótimo}$ . Observa-se que a configuração com  $\alpha = 20^\circ$  e  $g = 0,97g_{ótimo}$  obteve resultados de isolamento sempre melhores que 10 dB e predominantemente melhores que 15 dB, o que não aconteceu com as simulações para  $\alpha = 30^\circ$ .



(a)

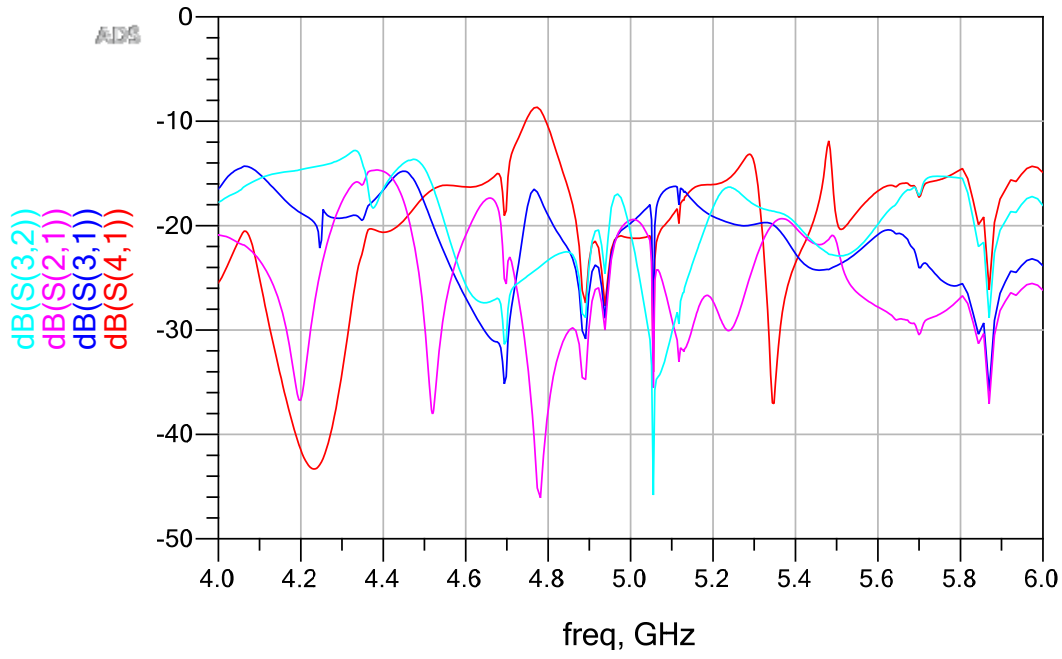


(b)

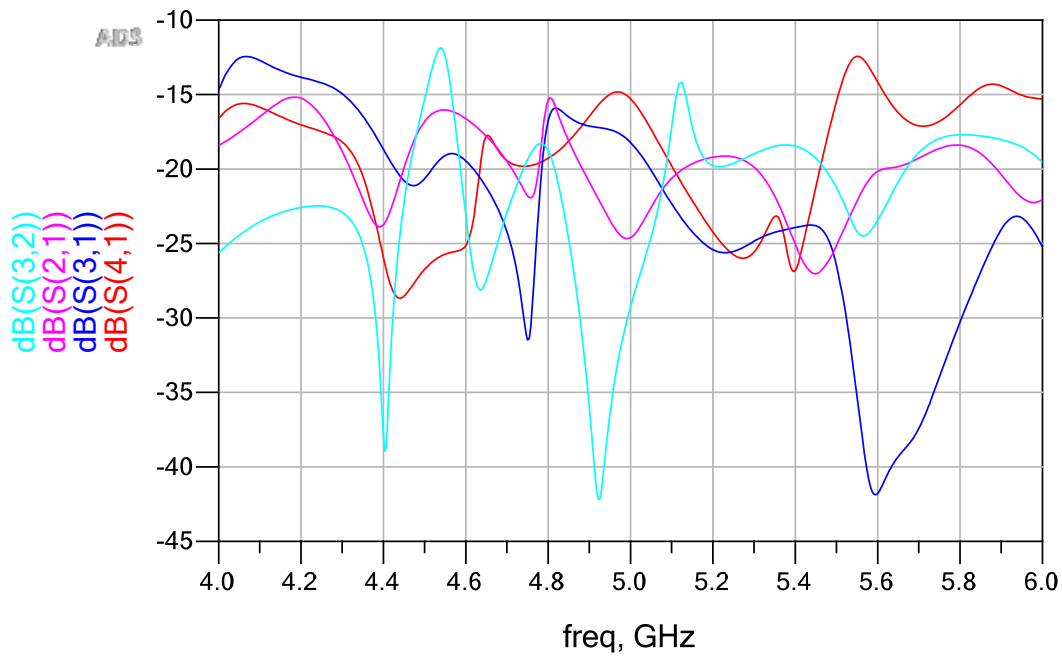
**Figura 45 - Erro de trajetória normalizado  $\Delta l$  da lente de Rotman para  $\alpha = 20^\circ$ . (a)  $g = g_{\text{ótimo}} = 1,061$ ; (b)  $g = 0,97g_{\text{ótimo}} = 1,029$ .**

Para o substrato Rogers RT/duroid 6010, a disponibilidade apenas de placas de 5" x 5" com espessura de 1,27 mm, implicaria às dimensões do "layout" do conjunto núcleo da lente/"tapers" uma variação máxima de 4,14" no eixo  $x$  e de 4,5" no eixo  $y$  para uma configuração 4x4, considerando a possibilidade de o projeto utilizar  $\alpha$  de 30° ou 20° e no caso desse último com  $g$  equivalente ao  $g_{ótimo}$  ou à  $0,97g_{ótimo}$ . Com isso, já se estaria trabalhando nos limites do tamanho da placa, lembrando que ainda falta incluir as linhas "microstrip" relativas às portas de feixe, de "array" e fantasmas. Pela equação [48], o acréscimo de portas de feixe, mesmo que algumas atuem como portas fantasmas, resultaria em um aumento do raio da circunferência referente ao arco focal e conseqüentemente na necessidade de um espaço maior para implementar a lente. Como exemplo, a simples inclusão de uma porta de feixe, resultaria na necessidade de um espaço mínimo de 5,06" no eixo  $x$  para implementar apenas o "layout" do conjunto núcleo da lente/"tapers" com  $\alpha = 20^\circ$  e  $g = g_{ótimo}$ .

Levando em consideração os resultados de isolamento apresentados na Figura 46 e as limitações impostas pelas dimensões das placas disponíveis do substrato Rogers RT/duroid 6010, ficou estabelecido que a continuidade do projeto seria na configuração 4x4 com  $\alpha = 20^\circ$  e  $g = 0,97g_{ótimo}$ . O "layout" dessa configuração simulado no ADS é apresentado na Figura 47.

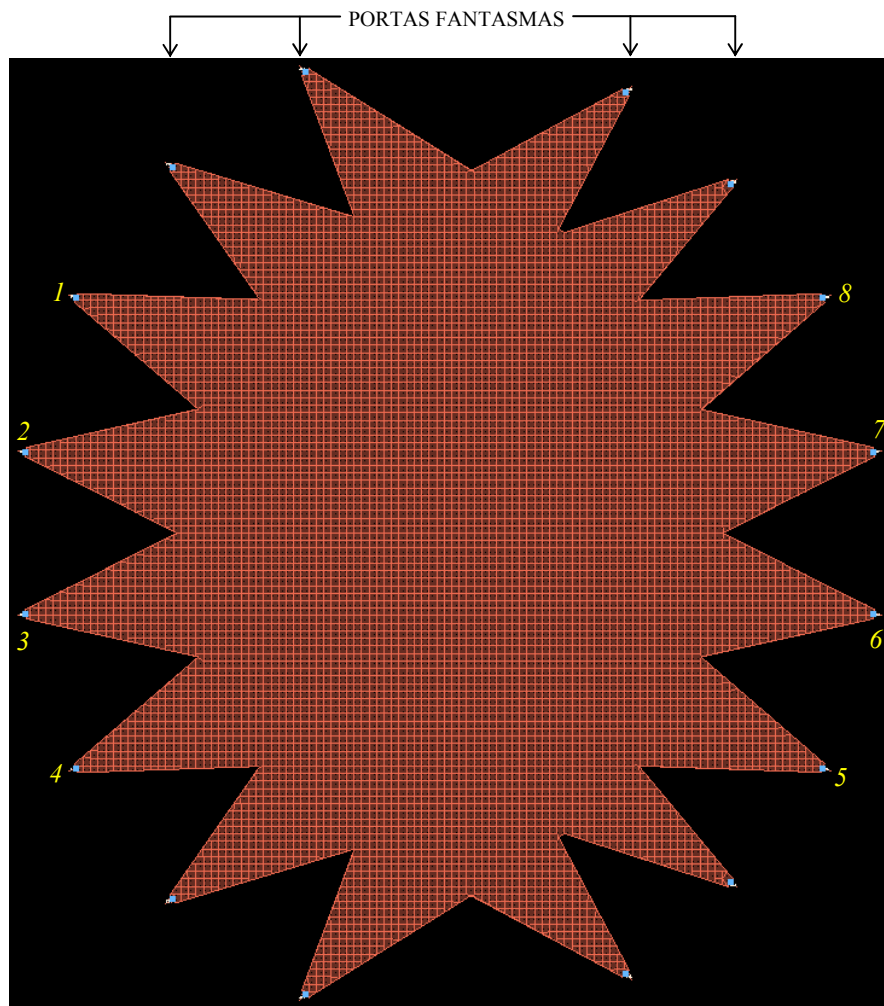


(a)



(b)

**Figura 46 - Isolação das portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$  para o substrato de  $T_d = 1,27$  mm com  $\alpha = 20^\circ$ . (a)  $g = g_{\text{ótimo}}$ ; (b)  $g = 0,97g_{\text{ótimo}}$ .**



**Figura 47 - "Layout" com  $\psi = \alpha = 20^\circ$  e  $g = 0,97g_{ótimo}$  tendo "tapers" com  $A_t = \lambda$  e  $L = 1,25\lambda$ . Substrato utilizado: Rogers RT/duroid 6010 com  $T_d = 1,27$  mm e  $T_c = 35$   $\mu$ m.**

A próxima fase do projeto envolve a inclusão das múltiplas linhas "microstrip" de  $50 \Omega$  para conexão com o "array" de antenas, que estão relacionados ao parâmetro  $w$ , mas para isso é necessário calcular o parâmetro  $\eta$  a partir da manipulação matemática das equações [40] e [42] de onde se obtém:

$$\frac{0,5b_1^2}{g-1}\eta^3 + \left[1 + \frac{x(g-a_0)}{g-1}\right]\eta - \frac{b_0}{b_1}y = 0 \quad [51]$$

Da solução dessa equação do 3º grau, com apenas uma raiz real, tira-se o valor de  $\eta$  e conseqüentemente agora  $w$  pode ser calculado a partir da equação [40]. Observe que como cada porta de "array" corresponde a uma coordenada  $(x,y)$ , haverá uma equação de 3º grau específica para cada porta, como

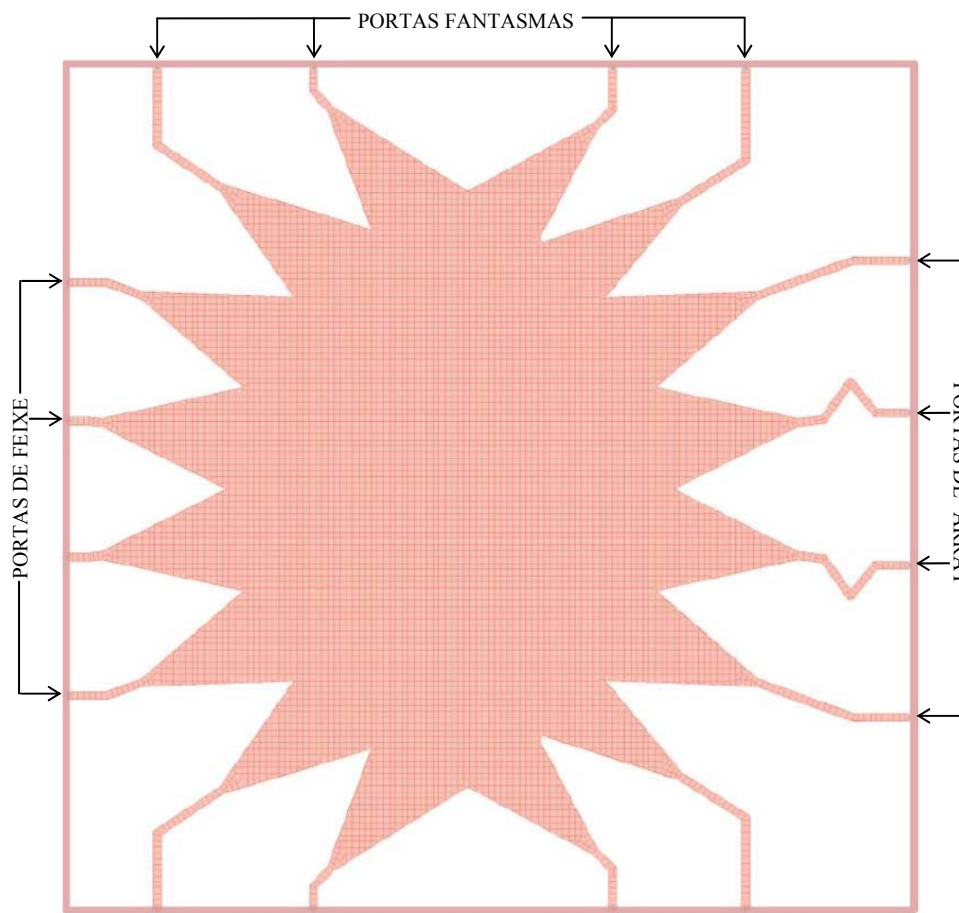
também valores específicos de  $\eta$  e  $w$ . Lembre-se que para a solução das equações do 3º grau, os parâmetros  $x$  e  $y$  são obtidos facilmente dos valores de  $X$ ,  $Y$  e  $F$  calculados para a construção do "layout".

A definição dos valores de  $W$  (comprimentos das linhas “microstrip” de conexão da lente ao “array” de antenas) começam no "layout" do projeto, reproduzido no "software" ADS, ao introduzir uma linha “microstrip” conectando a porta 8 a um ponto da borda da placa, onde os conectores para conexão do “array” de antenas serão colocados. O comprimento elétrico dessa linha “microstrip” ( $W$ ) é apresentado pelo ADS e utilizado para o cálculo de  $W_0$  a partir do parâmetro  $w$ . Na verdade, nesse projeto, a linha “microstrip”  $W_0$  não existirá no layout, mas será utilizada para o cálculo do comprimento elétrico da linha “microstrip” correspondente à porta 7. Pela simetria da lente, as linhas microstrip correspondentes às portas 5 e 6, terão o mesmo comprimento elétrico, das correspondentes às portas 8 e 7, respectivamente. A Figura 48 apresenta como ficou o "layout" do projeto no ADS mostrando a marcação dos limites da placa do substrato. Observe também que foram incluídas linhas “microstrip” para conexão das portas de feixe e das portas fantasmas respeitando a simetria da lente, mas sem a necessidade de cálculo do comprimento elétrico, uma vez que não fazem parte do equacionamento da lente. Todos esses novos cálculos também foram inseridos na planilha em EXCEL descrita no Capítulo 3.

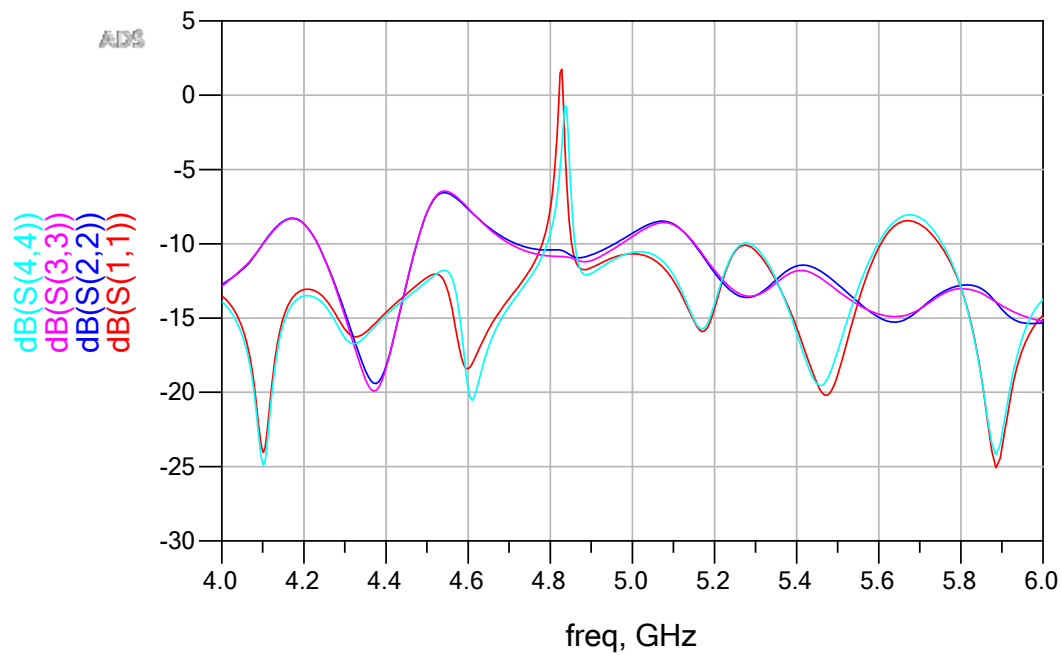
O “layout” da Figura 48 foi simulado e os resultados de perda retorno e isolamento para as portas de feixe são apresentados na Figura 49, para as portas de “array” na Figura 50 e de transmissão das portas 1 e 2 na Figura 51.

Desconsiderando o critério de interpolação do ADS e fazendo a análise individualmente de cada parâmetro  $S$  nas frequências simuladas, observou-se em geral, medidas de reflexão melhores que -10 dB, com pouquíssimos casos entre -8 e -10 dB. Para a isolamento prevaleceu resultados melhores que 15 dB e pouquíssimos entre 10 e 15 dB.

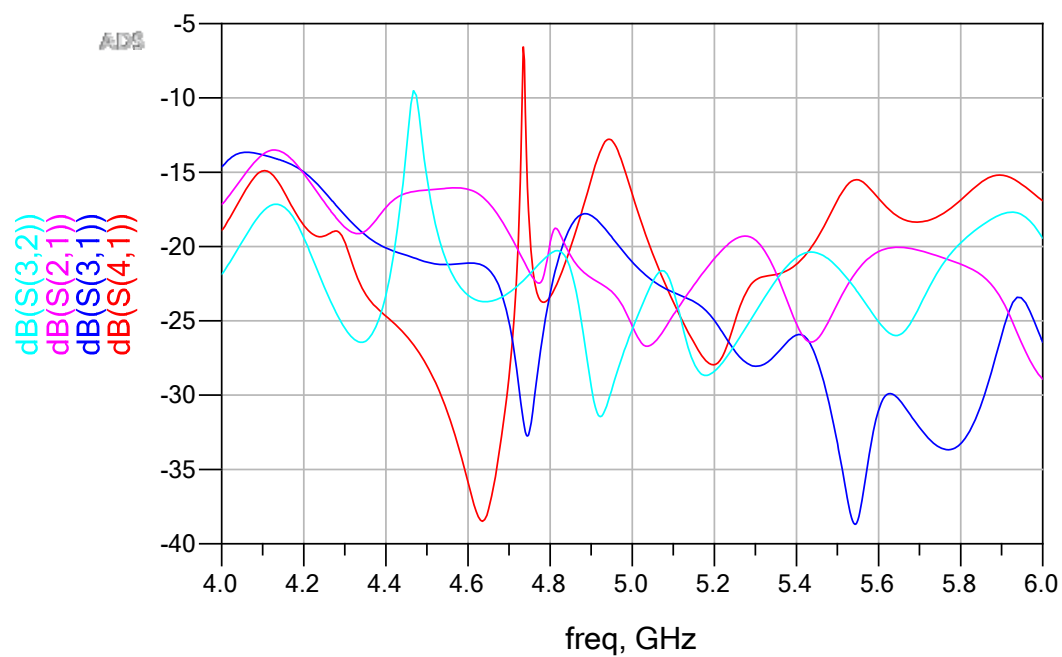
Até o momento foram utilizados os passos básicos estabelecidos no Capítulo 3 para o projeto de lente de Rotman em “microstrip” utilizando o ADS, exceto pela não inclusão de novas portas fantasmas, devido às dimensões da placa do substrato empregada. Os resultados alcançados para esse último "layout" foram bem interessantes, mas entende-se que novos procedimentos podem ser introduzidos.



**Figura 48 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" com  $\psi = \alpha = 20^\circ$  e  $g = 0,97g_{ótimo}$  em uma placa de 5" x 5" do substrato Rogers RT/duroid 6010 com  $T_d = 1,27$  mm e  $T_c = 35$   $\mu$ m.**

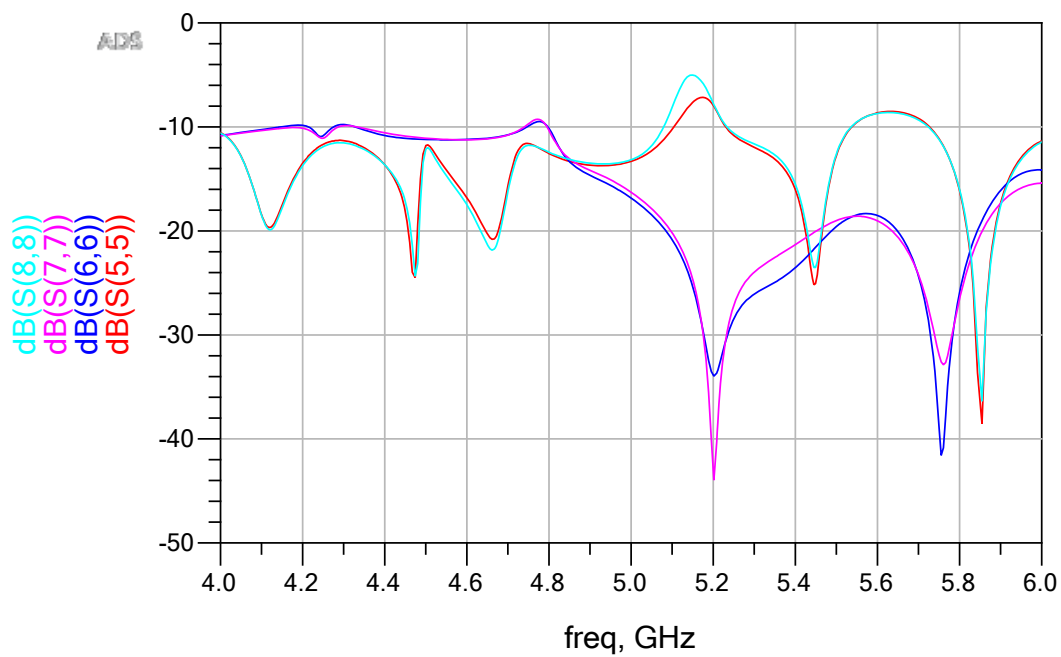


(a)

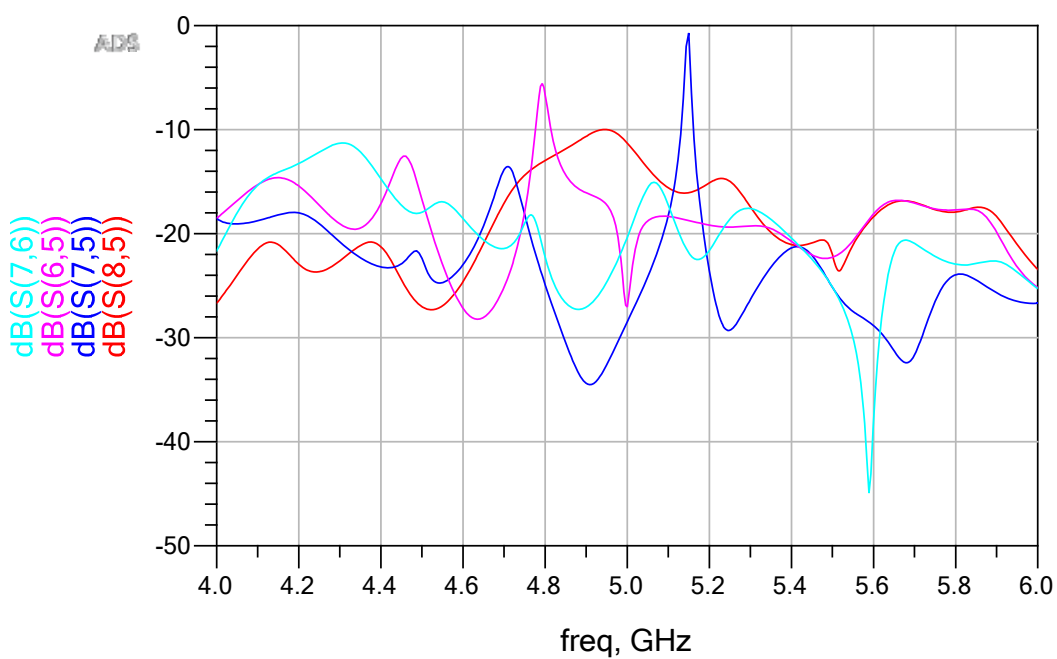


(b)

**Figura 49 - Portas de feixe: resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 48. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

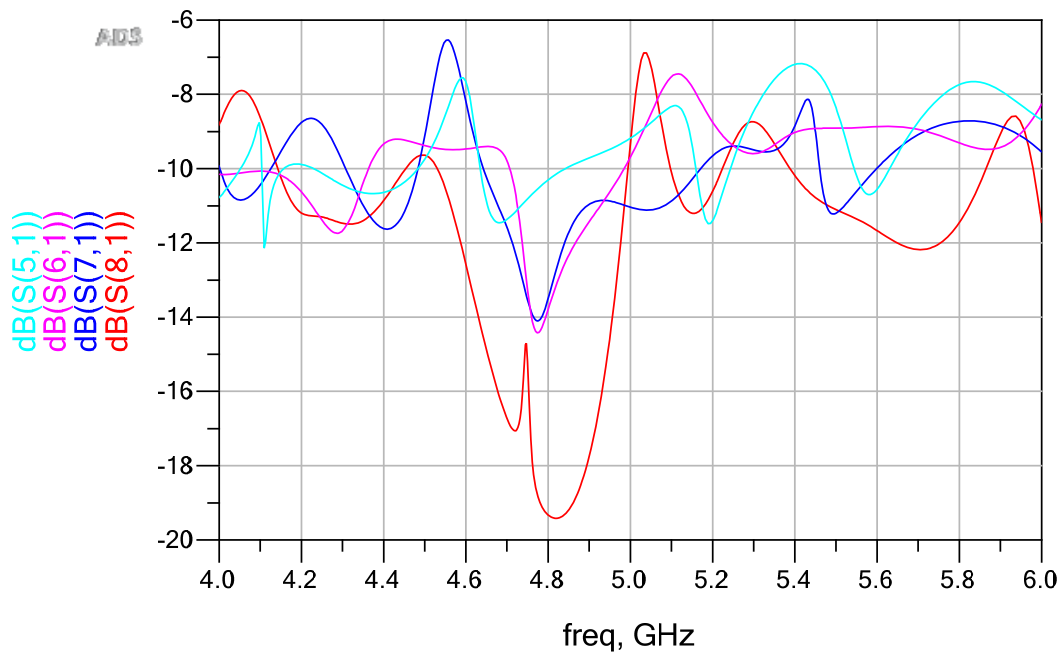


(a)

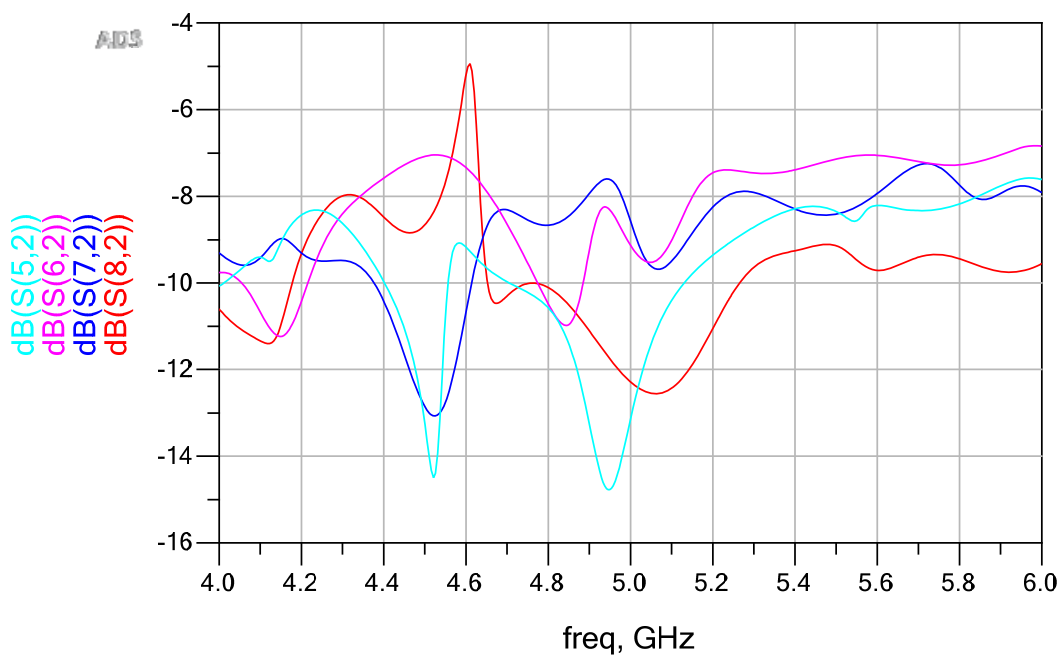


(b)

**Figura 50 - Portas de "array": resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 48. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**



(a)



(b)

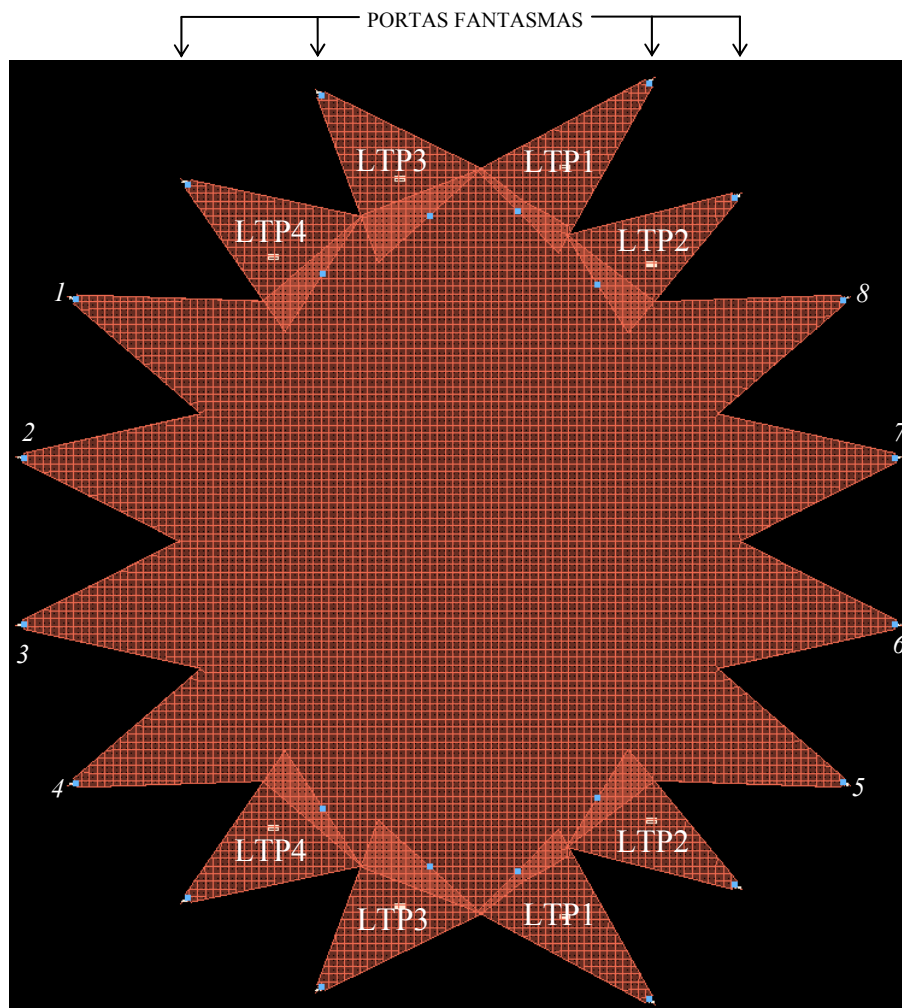
**Figura 51 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 48. (a) Porta 1; (b) Porta 2.**

É importante observar que os "tapers" foram geometricamente implementados no "layout" fazendo com que os lados correspondentes às linhas "microstrip" de  $50 \, \Omega$  tivessem mediatrizes passando pela coordenada (0,0) da lente, para as portas de feixes, e passando pela coordenada (G,0) para as portas de

array. Para os "tapers" das portas fantasmas fora do arco focal e do contorno interno da lente, os pontos de passagem das mediatrizes vão depender da sua localização e poderão passar por (0,0) ou (G,0). Outro detalhe é que pela técnica utilizada, os "tapers" não possuíam o formato padrão de trapézio, pois um dos lados era a interligação dos limites do arco correspondente à abertura do "taper".

Para se pensar nos próximos passos, outro ponto importante é que qualquer alteração na região do arco focal ou do contorno interno pode implicar em erro no projeto, pois as equações fundamentais da lente poderiam estar sendo desrespeitadas. Um exemplo disso é o comprimento dos "tapers" das portas de "array", que devem ser iguais para não entrarem no cálculo das linhas "microstrip" de conexão com o "array" de antenas. Como a posição das portas fantasmas desse "layout" não influenciam as equações da lente, considerou-se substituí-las por padrões de "tapers" disponíveis no ADS, mas mantendo o critério das mediatrizes no momento da substituição. Isso vai possibilitar a utilização dos procedimentos de co-simulação e otimização do próprio ADS para as medidas de reflexão e isolamento. Com a utilização dos novos "tapers", o "layout" mostrado na Figura 47 ficou conforme a Figura 52.

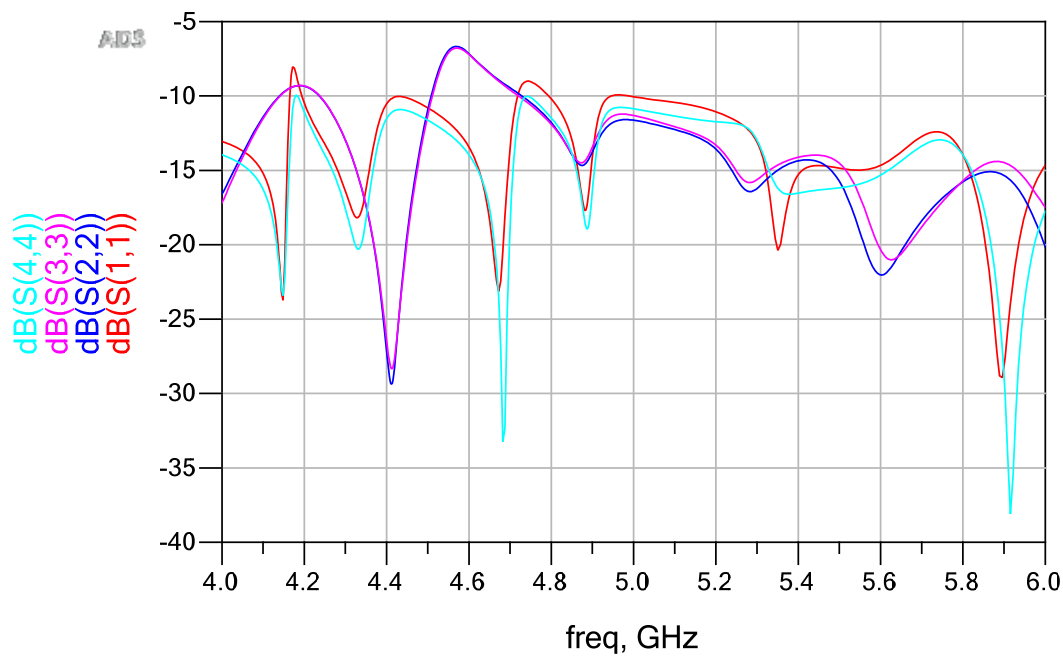
Para possibilitar que o "layout" da Figura 52 seja habilitado para co-simulação é necessário parametrizar os "tapers" da biblioteca do ADS inseridos para as portas fantasmas após a simulação. Isso consiste em nomear parâmetros que se quer variar nos "tapers". Já em cada "taper" deve-se substituir os valores estabelecidos na simulação pelo nome dado ao parâmetro a ser variado. No "layout" da Figura 52, o comprimento do "taper" é o parâmetro a ser variado e considerando que a simetria ao eixo horizontal deve ser mantida, esse parâmetro de cada "taper" foi nomeado como LTP1, LTP2, LTP3 e LTP4. Para a finalização do procedimento, deve ser efetuada a criação do modelo eletromagnético e o seu símbolo. Com isso, através da janela de esquemático do ADS, será possível efetuar a co-simulação do modelo criado, programando variações dos parâmetros e observando os resultados. Cada variação do parâmetro efetuada implica em uma nova simulação eletromagnética do modelo sem a interferência do projetista e os resultados dessa simulação são gravados e indexados pelos valores dos parâmetros. Isso implica, que caso seja efetuada uma co-simulação com valores de parâmetros já efetuados anteriormente, não será efetuada uma nova simulação eletromagnética, reduzindo assim o tempo da co-simulação.



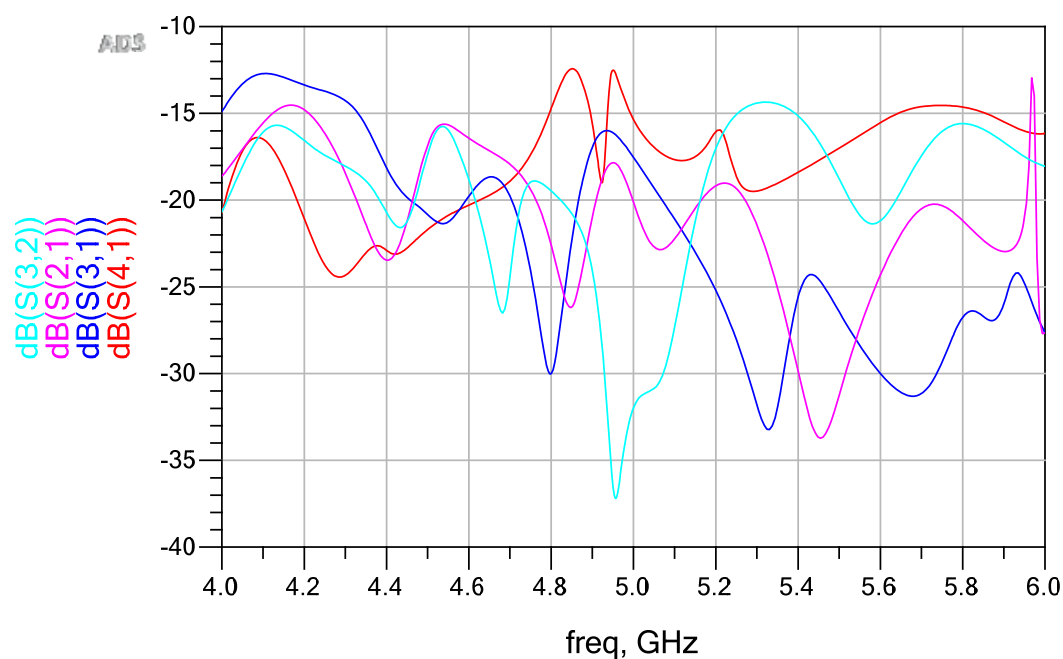
**Figura 52 - "Layout" após substituição dos "tapers" das portas fantasmas do "layout" da Figura 47 por "tapers" da biblioteca do ADS.**

Para iniciar o procedimento visando a co-simulação do "layout" da Figura 52, foi mantido o comprimento inicial dos "tapers" de  $1,25\lambda$ , ou seja, de 770,4516 mil (19,6 mm), exceto por dois "tapers" que já foram alterados em um procedimento de avaliação inicial do método. Estes "tapers" utilizaram o comprimento de 870,4516 mil (LTP1). Os resultados iniciais de reflexão e isolamento da simulação desse "layout" são mostrados na Figura 53, para as portas de feixe, e na Figura 54 para as portas de "array".

Nesta tese, todas as dimensões apresentadas nos "layouts" estão na unidade de medida de comprimento "mil", que equivale a 0,0254 mm. Isto ocorre devido à configuração padrão no ADS não ter sido alterada no início do primeiro projeto.

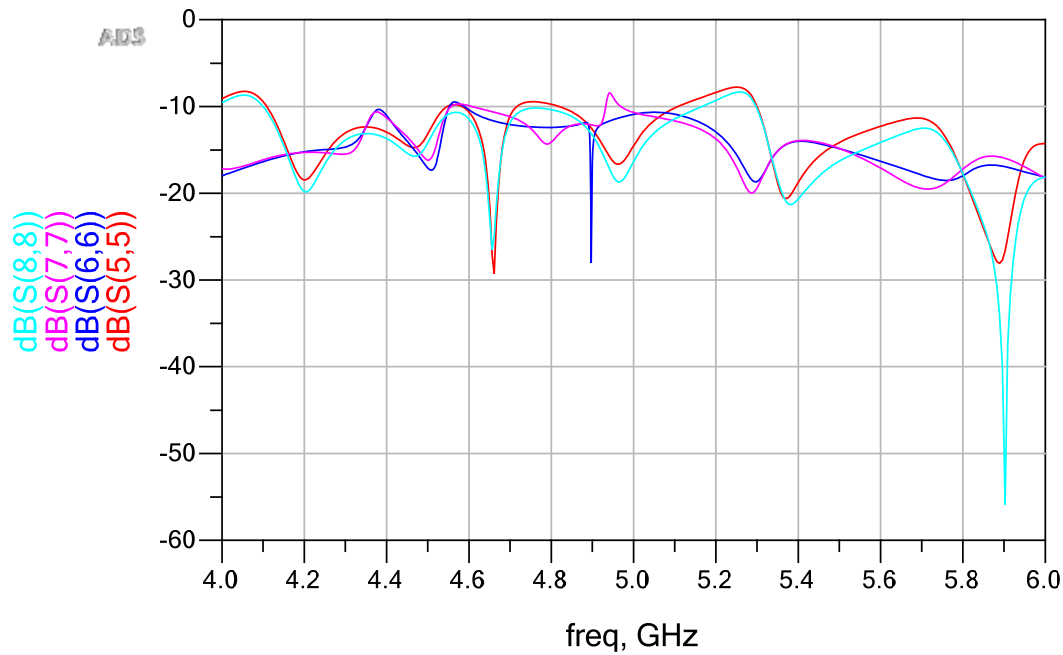


(a)

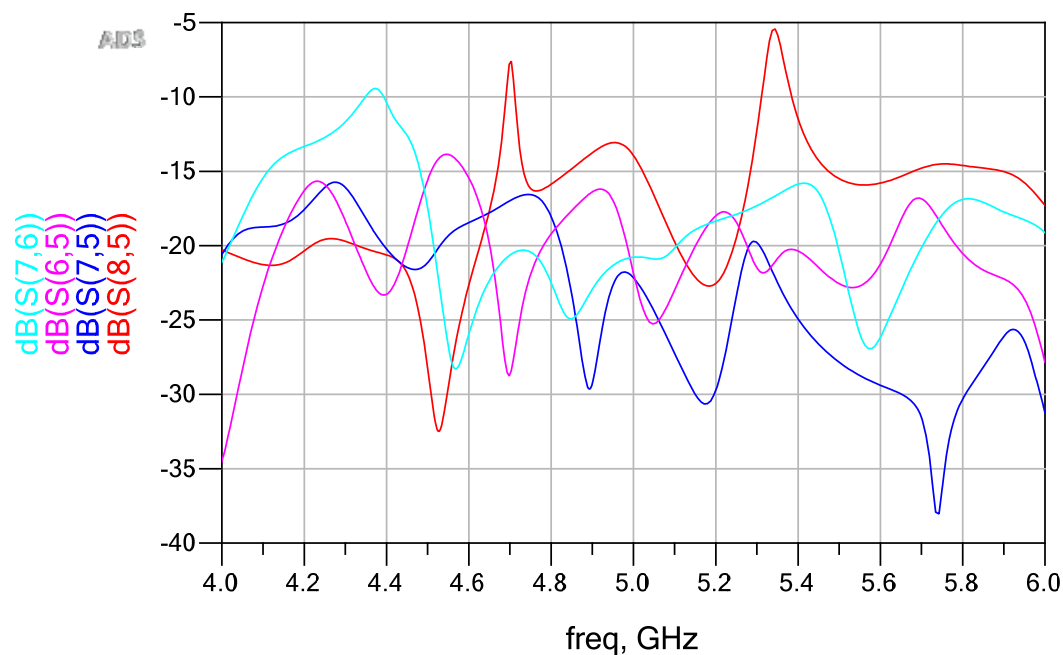


(b)

**Figura 53 - Portas de feixe: resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 52. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**



(a)

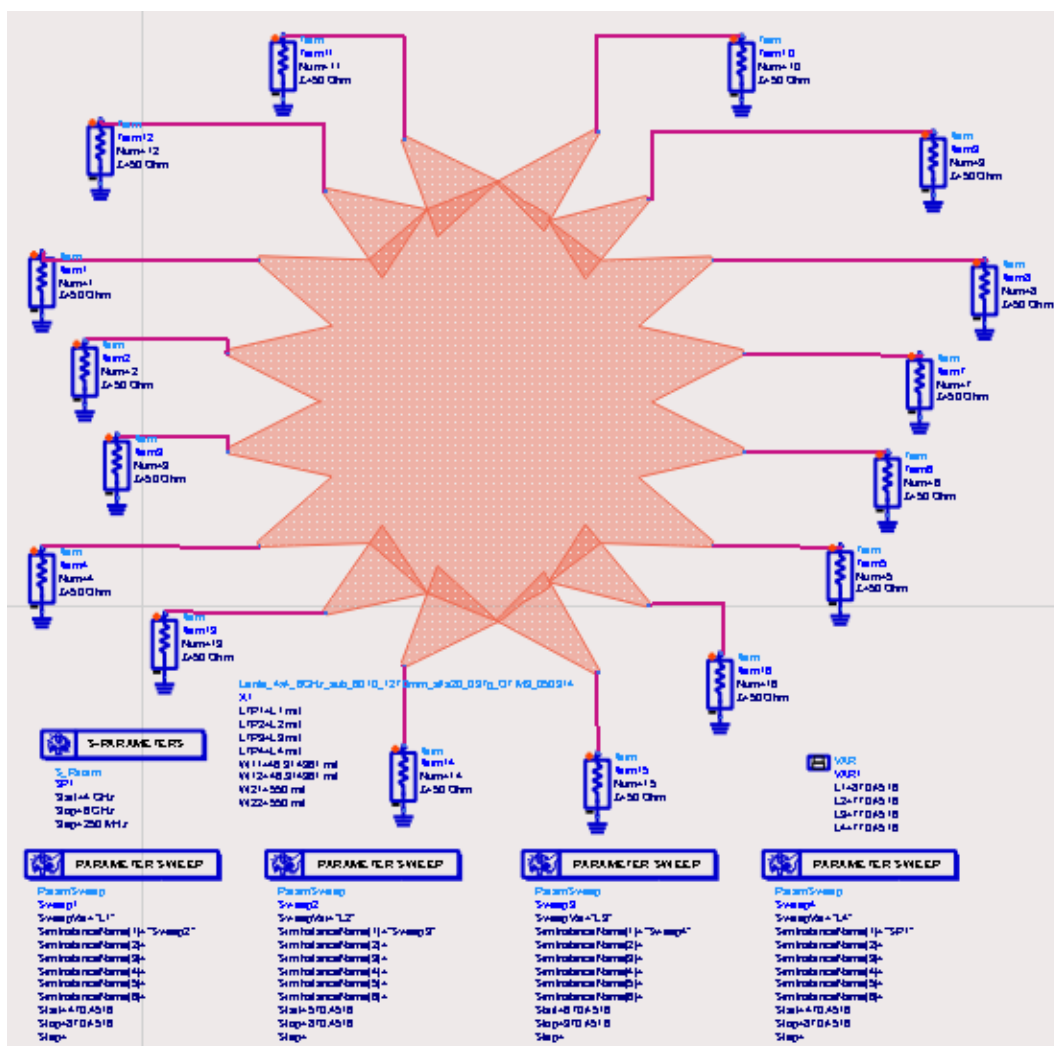


(b)

**Figura 54 - Portas de "array": resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 52. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

Realizados os procedimentos para parametrização, criação do modelo eletromagnético e símbolo do "layout" da Figura 52, o próximo passo foi criar o esquemático (Figura 55) para efetuar a co-simulação. Dentre algumas possibilidades de variação dos parâmetros LTP1, LTP2, LTP3 e LTP4, a que

proporcionou melhores resultados para a próxima fase, que é a otimização, foi com a variação de LTP1 de 470,4516 a 870,4516 mil, de LTP2 de 570,4516 a 870,4516 mil, de LTP3 de 670,4516 a 970,4516 mil e de LTP4 de 470,4516 a 870,4516 mil, em passos de 100 mil, exceto LTP1, que foi em passos de 200 mil. A Figura 56 apresenta a variação de  $S_{11}$  nessa co-simulação.



**Figura 55 - Circuito de co-simulação do "layout" da Figura 52.**

Com os resultados da co-simulação, é possível iniciar um processo de otimização com o ADS, onde será encontrado o grupo de parâmetros que atendam a determinados limites de resultados desejados, limites esses estabelecidos no circuito de otimização do modelo eletromagnético, que para o "layout" da Figura 52 é mostrado na Figura 57.

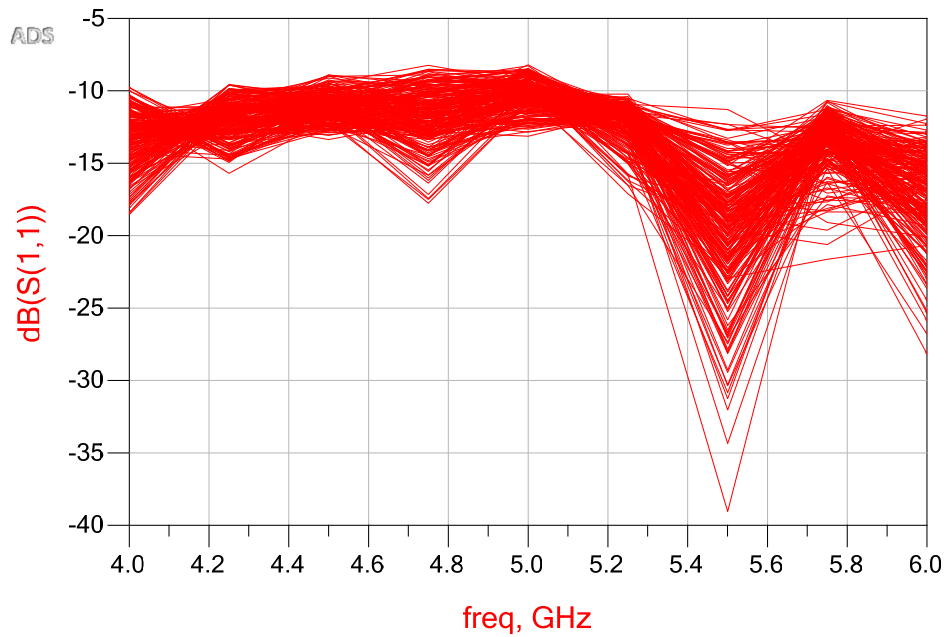


Figura 56 - Resultado de  $S_{11}$  no circuito de co-simulação da Figura 55 para variações no comprimento dos "tapers" das portas fantasmas.

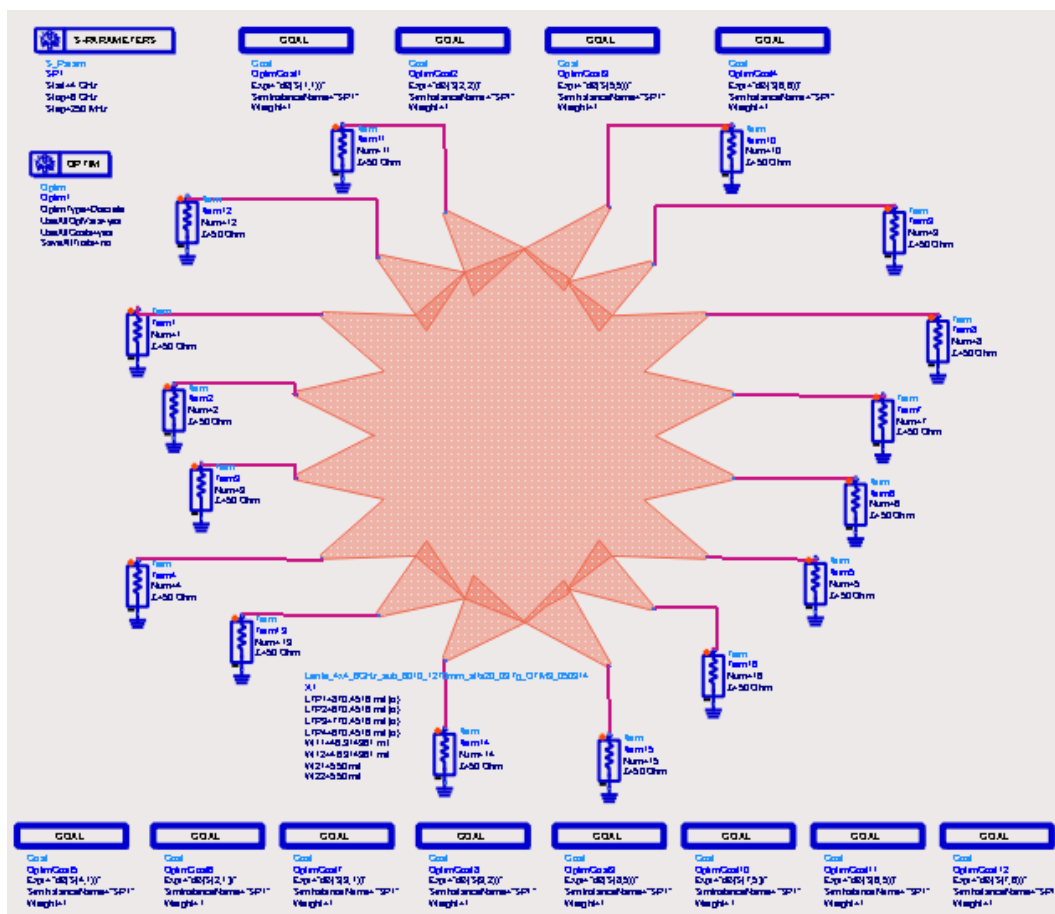
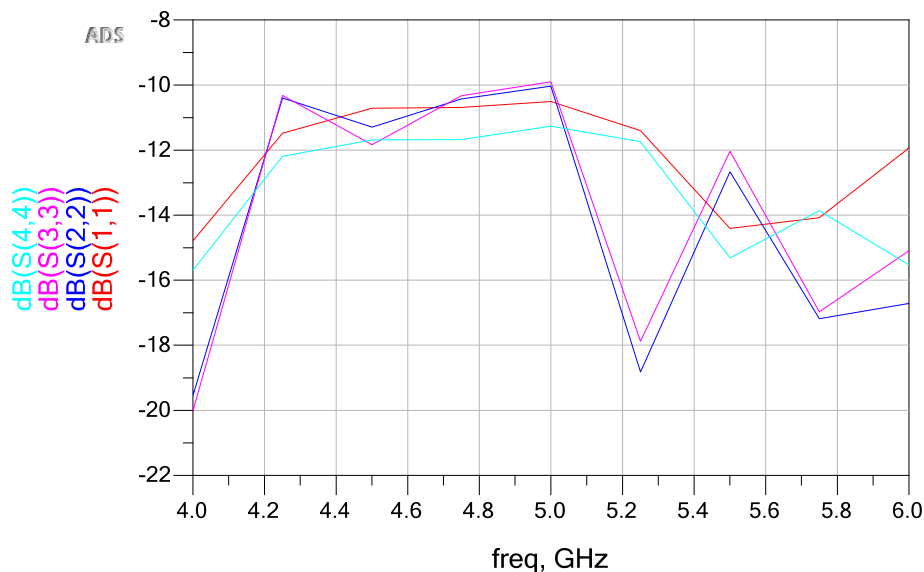
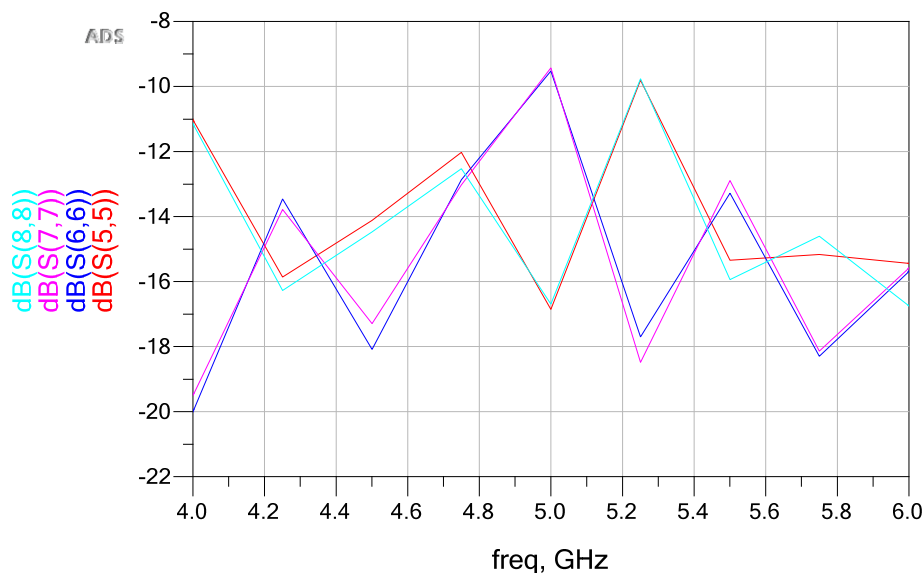


Figura 57 - Circuito de otimização do "layout" da Figura 52 para as mesmas variações de "tapers" efetuadas pelo circuito da Figura 55.

Observando a Figura 58, a otimização da lente para resultados de perda de retorno melhores do que 10 dB foi quase que plenamente atingida, mas para resultados de isolamento, como pode ser visto na Figura 59, a otimização só foi razoavelmente alcançada para resultados melhores que 14 dB. Os valores de LTP1, LTP2, LTP3 e LTP4 que proporcionaram esses resultados foram 870,4516 mil, 670,4516 mil, 770,4516 mil e 670,4516 mil, respectivamente.

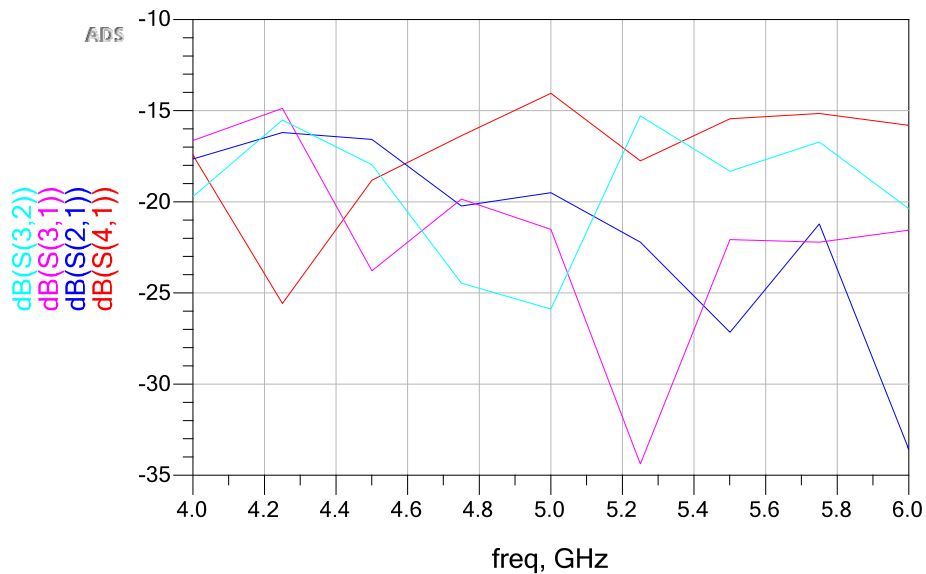


(a)

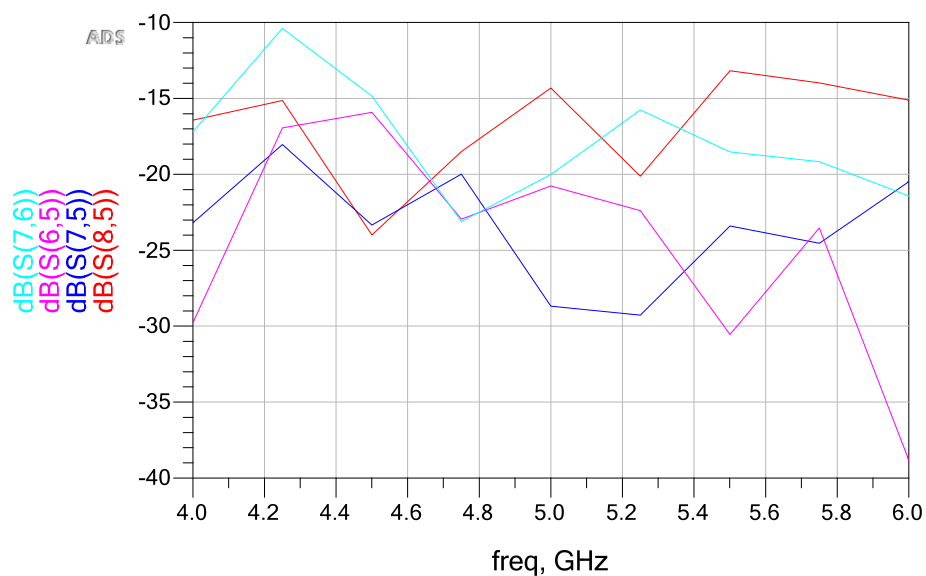


(b)

**Figura 58 – Resultados da otimização: perda de retorno para LTP1, LTP2, LTP3 e LTP4 iguais a 870,4516 mil, 670,4516 mil, 770,4516 mil e 670,4516 mil, respectivamente. (a) portas de feixe; (b) portas de "array".**



(a)



(b)

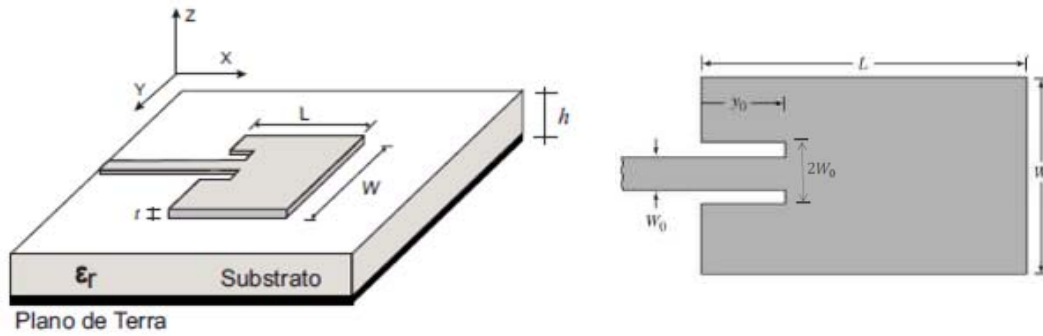
**Figura 59 - Resultados da otimização: isolamento para LTP1, LTP2, LTP3 e LTP4 iguais a 870,4516 mil, 670,4516 mil, 770,4516 mil e 670,4516 mil, respectivamente. (a) portas de feixe; (b) portas de “array”.**

A dificuldade para obter melhores resultados de perda de retorno e isolamento com essa configuração adaptada às dimensões da placa do substrato em toda faixa proposta e tendo como objetivo uma montagem utilizando um “array” de antenas "microstrip" ("patch") convencionais, que possui características de banda estreita, uma nova lente poderá ser otimizada considerando aplicação para antenas de 4,5, 5 e 5,5 GHz.

As antenas “microstrip” (“patch”) convencionais da Figura 60 foram projetadas de acordo com a metodologia apresentada em [Balanis, 2005], onde definida a frequência de operação ( $f_r$ ) e o substrato de implementação da antena, é possível determinar a geometria do “patch”, começando por  $W$  dado por:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad [52]$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no espaço livre.



**Figura 60 - Antena “microstrip” alimentada por abertura no elemento irradiador.**

Considerando os efeitos da radiação nas bordas da antena, é introduzido o conceito de comprimento efetivo  $L_{ef} = \frac{\lambda}{2}$  para esta finalidade. Isto é feito através da introdução de uma extensão  $\Delta L$  em cada extremidade do comprimento real  $L$  para contabilizar os efeitos nas bordas, ou

$$L_{ef} = L + 2\Delta L \quad [53]$$

onde  $\Delta L$  é dado por:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{ef} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ef} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad [54]$$

onde  $h$  é a espessura do substrato e  $\epsilon_{ef}$  a constante dielétrica efetiva que leva em conta a energia abaixo e acima da metalização do substrato.  $\epsilon_{ef}$  é expressa por:

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{W}}} \quad [55]$$

Agora, sabendo-se que:

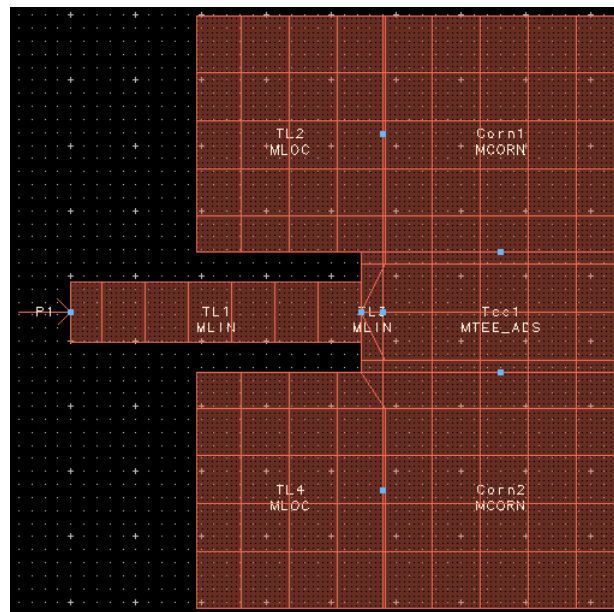
$$L_{ef} = \frac{c}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \quad [56]$$

é possível determinar  $L$ .

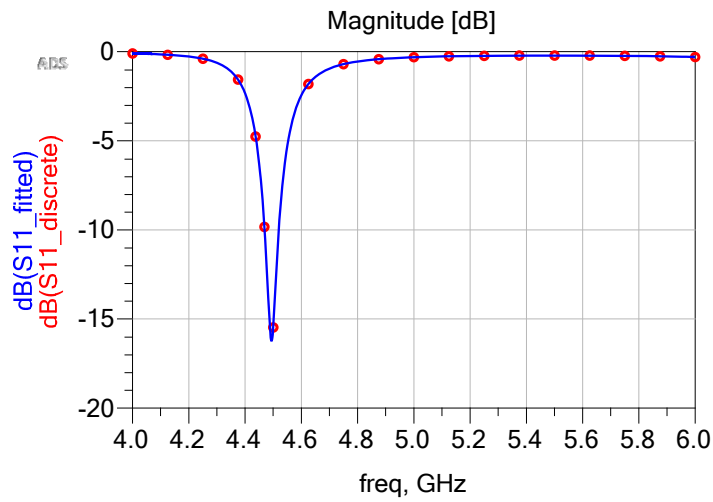
Complementando os cálculos pela metodologia apresentada em [Balanis, 2005], observou-se através de simulações no ADS, que a perda de retorno da antena “microstrip” apresenta bons resultados quando o  $y_0$  da Figura 60 é dado por:

$$y_0 = 0,39L \quad [57]$$

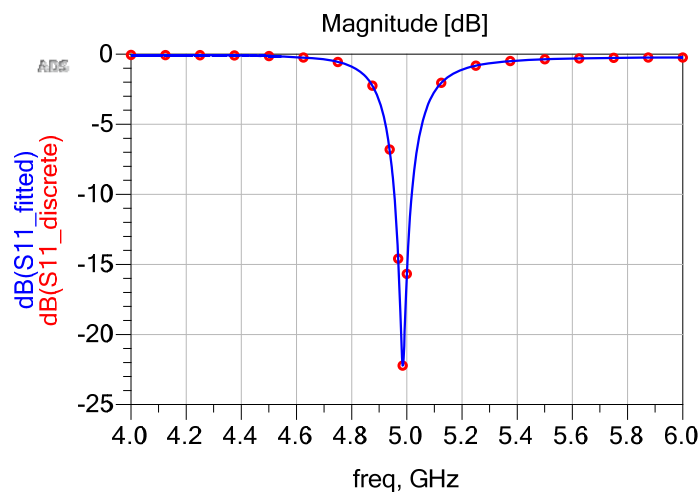
Todos esses cálculos para os projetos de antenas “microstrip” foram implementados em uma planilha EXCEL, onde é necessária a introdução das informações do substrato, da frequência de operação da antena e da largura da linha “microstrip” de  $50 \, \Omega$  ( $W_0$ ), sendo essa última obtida através da ferramenta LineCalc do ADS.



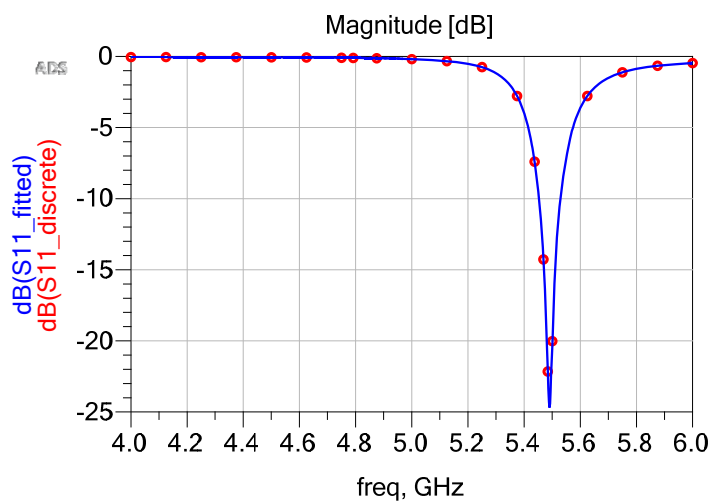
**Figura 61 - "Layout" da antena "microstrip" no ADS.**



(a)

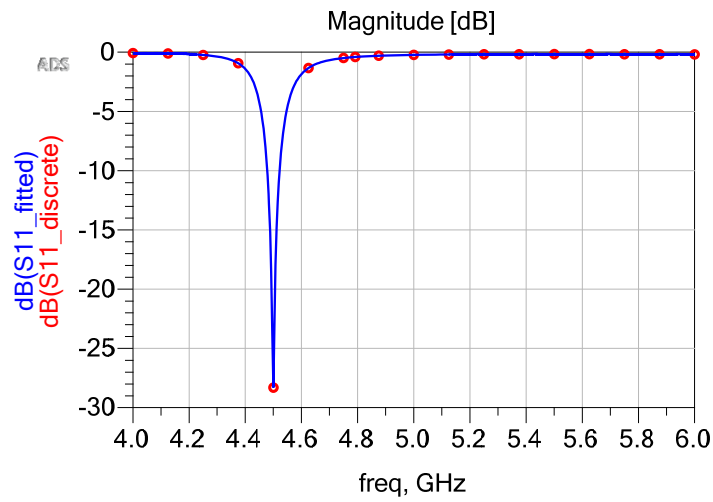


(b)

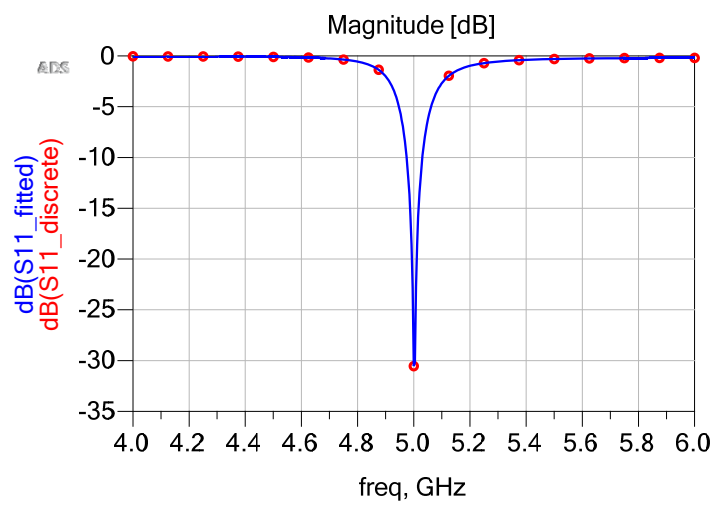


(c)

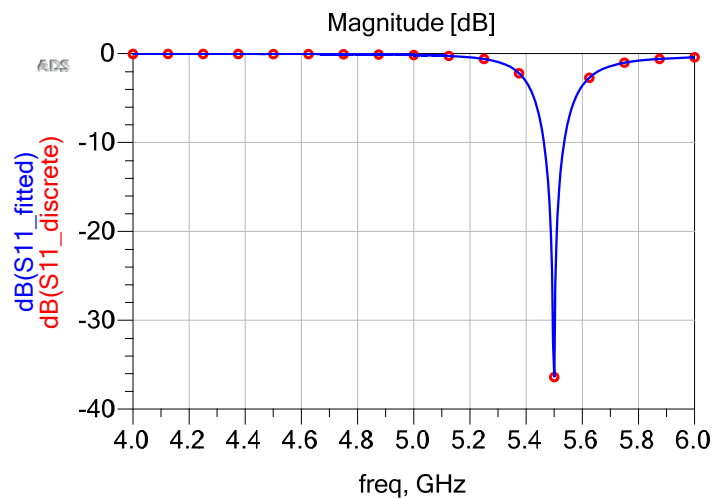
**Figura 62 -  $S_{11}$  obtidos pela simulação no ADS de antenas "microstrip" projetadas pela metodologia apresentada em [Balanis, 2005]. (a) 4,5 GHz; (b) 5 GHz; (c) 5,5 GHz.**



(a)

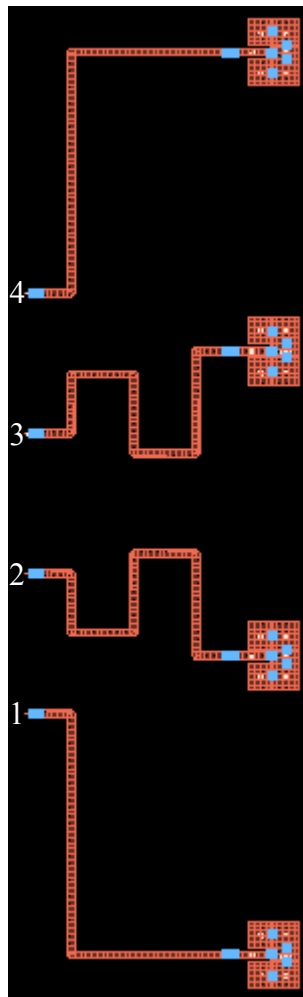


(b)



(c)

**Figura 63 -  $S_{11}$  obtidos pela simulação no ADS de antenas "microstrip" projetadas pela metodologia apresentada em [Balanis, 2005], após otimização. (a) 4,5 GHz; (b) 5 GHz; (c) 5,5 GHz.**



**Figura 64 - "Array" de antenas "microstrip" para 5,5 GHz.**

O “layout” da antena “microstrip” para simulação no ADS, mostrado na Figura 61, começa com uma linha “microstrip” de  $\frac{\lambda}{4}$  calculada pela ferramenta LineCalc na frequência central da lente em desenvolvimento, ou seja, 5 GHz. O restante da antena é formada por elementos em “microstrip” disponíveis na biblioteca do ADS, tais como, linha (MLIN), junção “T”(MTEE), conexão de 90° (MCORN) e “stub” em aberto (MLOC). Todos esses elementos podem ser parametrizados para que seja aplicado o mesmo procedimento de otimização adotado para a lente. O objetivo é obter uma antena “microstrip” com uma boa perda de retorno na frequência do projeto.

Os resultados da simulação das antenas “microstrip” projetadas pela metodologia indicada em [Balanis, 2005] para as frequências de 4,5, 5 e 5,5 GHz são mostrados na Figura 62. Essas antenas, após passarem pelo processo de

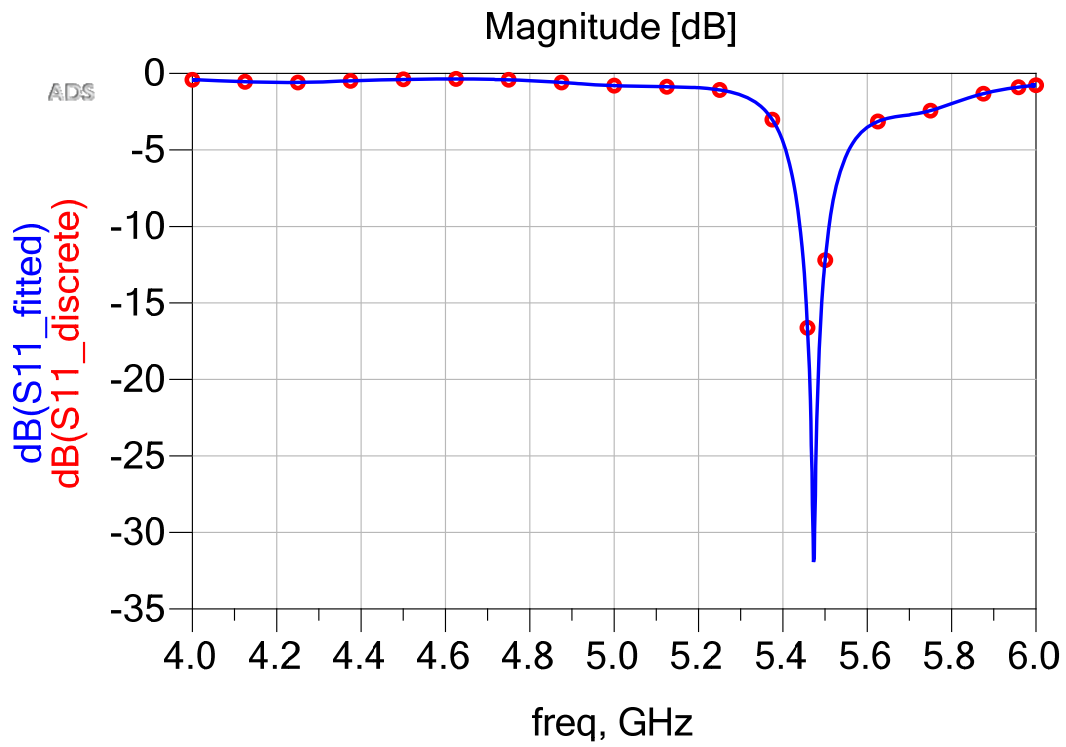
otimização, apresentam os resultados mostrados na Figura 63. Observa-se que a perdas de retorno nas frequências das antenas ficaram melhores que 25 dB.

O "array" mostrado na Figura 64 é formado pelas antenas "microstrip" projetadas e posicionadas em pontos correspondentes aos valores de  $N$  obtidos a partir dos parâmetros  $\eta$  calculados. Embora com formatos diferentes, as linhas "microstrip" para ligação das antenas têm o mesmo comprimento elétrico e a posição para colocação dos conectores corresponde ao da lente da Figura 48.

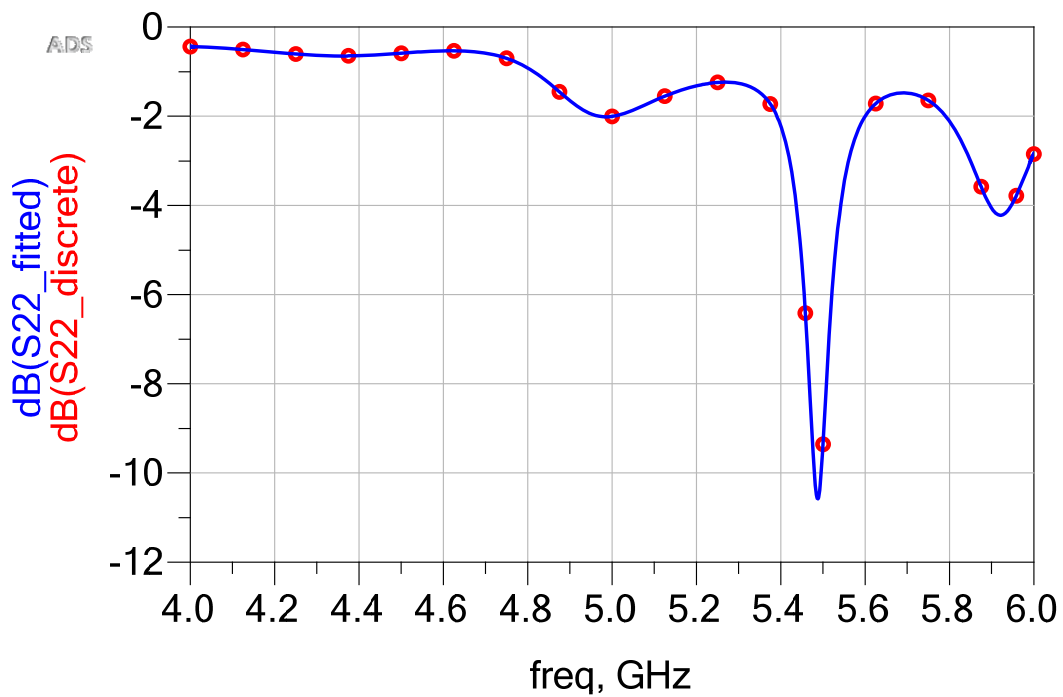
Realizando a simulação do "array" da Figura 64, observa-se que com a inclusão das linhas "microstrip", há alteração do resultado obtido com a otimização da antena, conforme apresentado na Figura 65. Pode-se observar que em 5,5 GHz, o  $S_{11}$  é de -12,2 dB e o  $S_{22}$  de -9,4 dB. Por isso, para corrigir esses resultados, foi efetuada uma otimização do "array", onde foi considerada apenas a parametrização já efetuada na análise individual da antena e que no "array" elas continuarão com as mesmas dimensões. Os resultados após a otimização são apresentados na Figura 66.

Como já era previsto, ao se formar os "arrays" de 4,5 e 5 GHz também houve alteração dos resultados obtidos com a otimização das antenas e por isso foram realizados os mesmos procedimentos adotados para o "array" de 5,5 GHz. Para os "arrays" de 4,5 e 5 GHz, os resultados após a otimização são apresentados, respectivamente, na Figura 67 e na Figura 68.

Com o objetivo de otimizar uma lente para aplicação aos "arrays" de 4,5, 5 e 5,5 GHz, ao "layout" da Figura 52 deve-se inserir as múltiplas linhas "microstrip" de 50  $\Omega$ , já calculadas e mostradas na Figura 48, para conexão com o "array" de antenas. A Figura 69 mostra o novo "layout" para otimização, onde também foram incluídas as linhas "microstrip" para conexão das portas de feixe e das portas fantasmas respeitando a simetria da lente e os limites da placa do substrato.

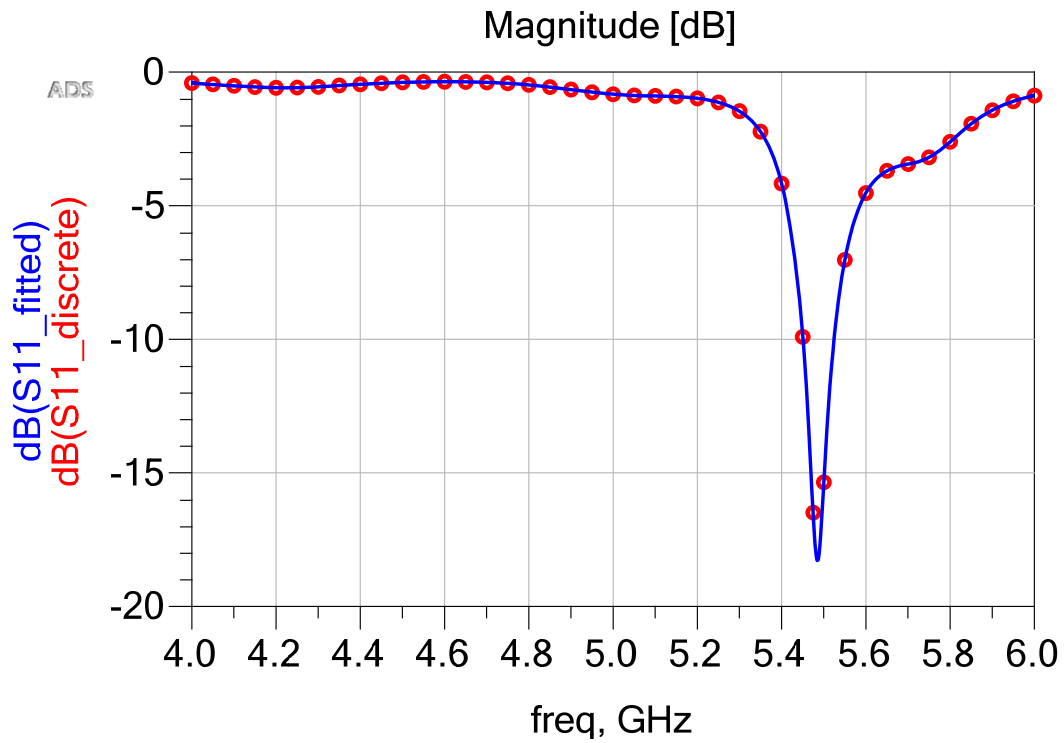


(a)

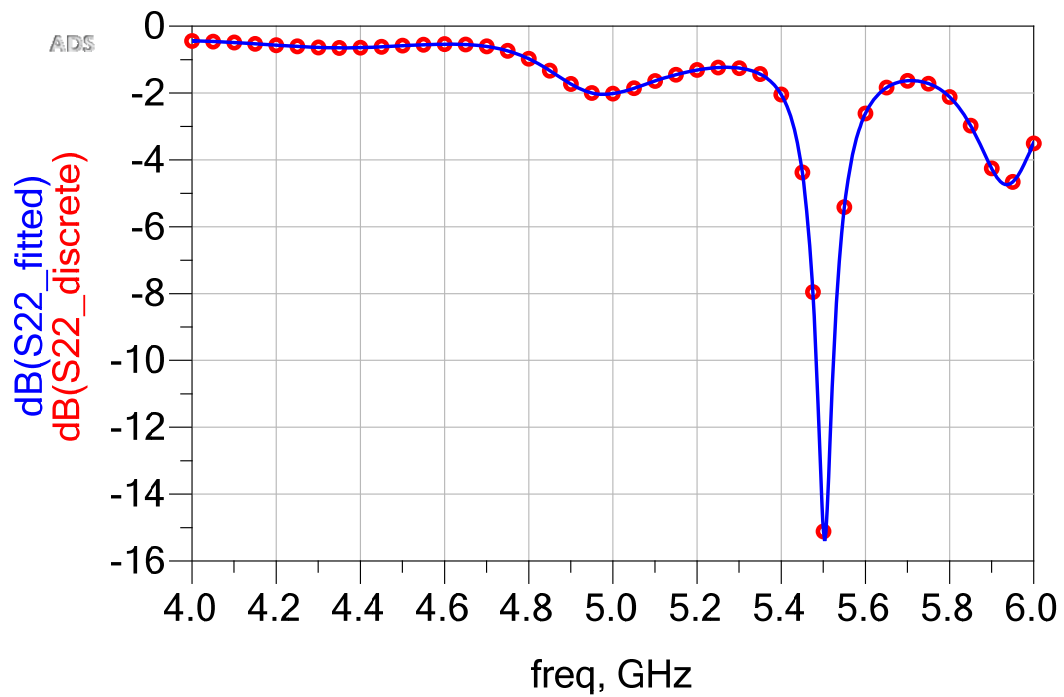


(b)

Figura 65 - Resultados da simulação do "array" de antenas "microstrip" para 5,5 GHz. (a)  $S_{11}$ ; (b)  $S_{22}$ .

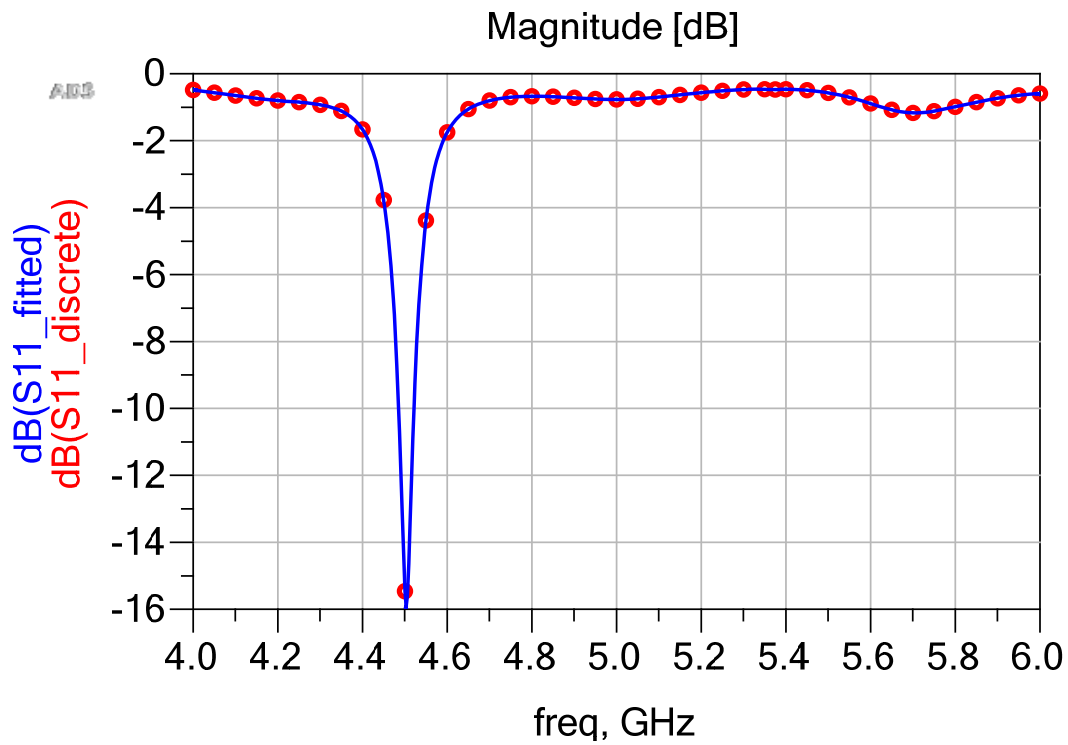


(a)

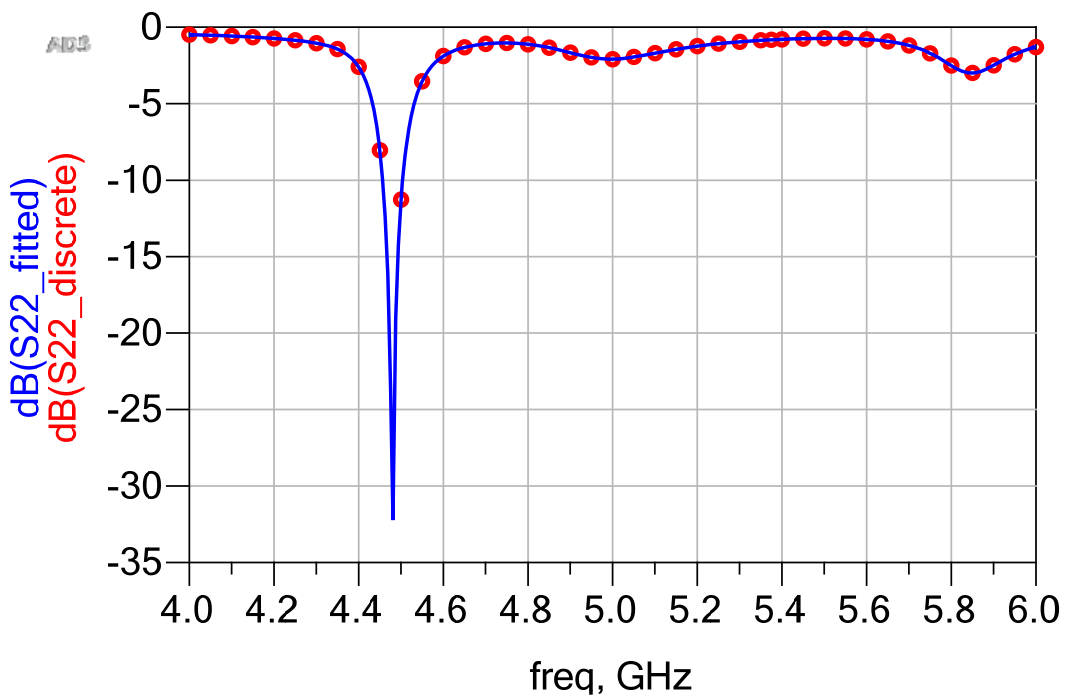


(b)

**Figura 66 - Resultados da simulação do "array" de antenas "microstrip" após otimização para 5,5 GHz. (a)  $S_{11}$ ; (b)  $S_{22}$ .**

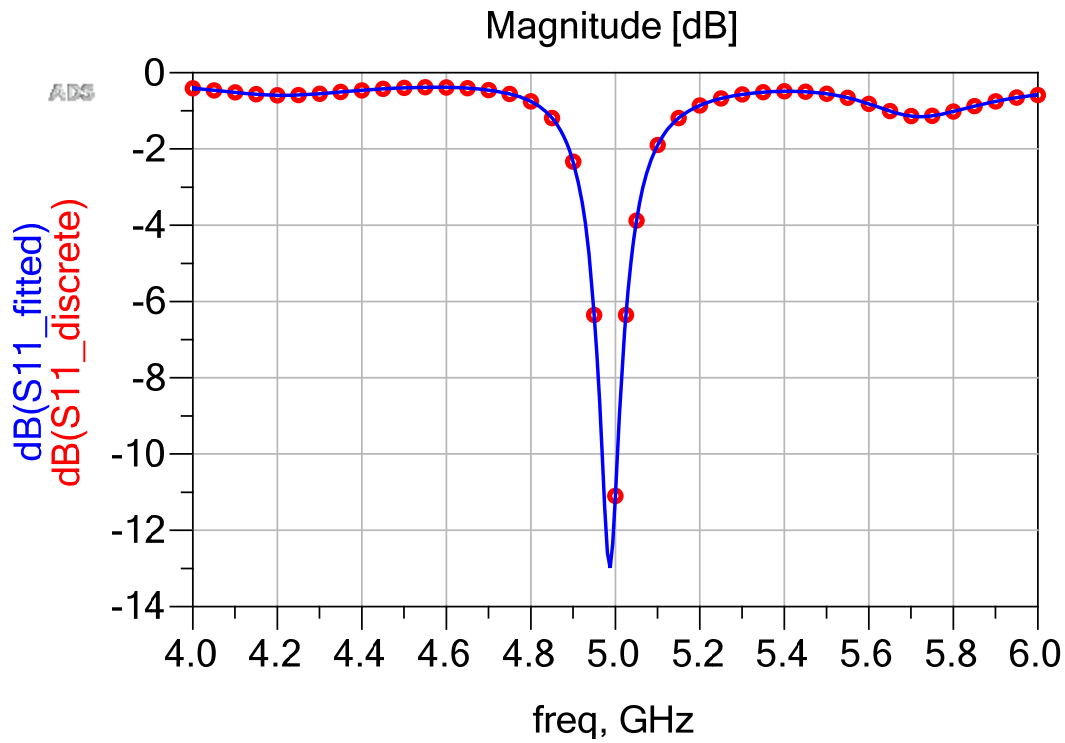


(a)

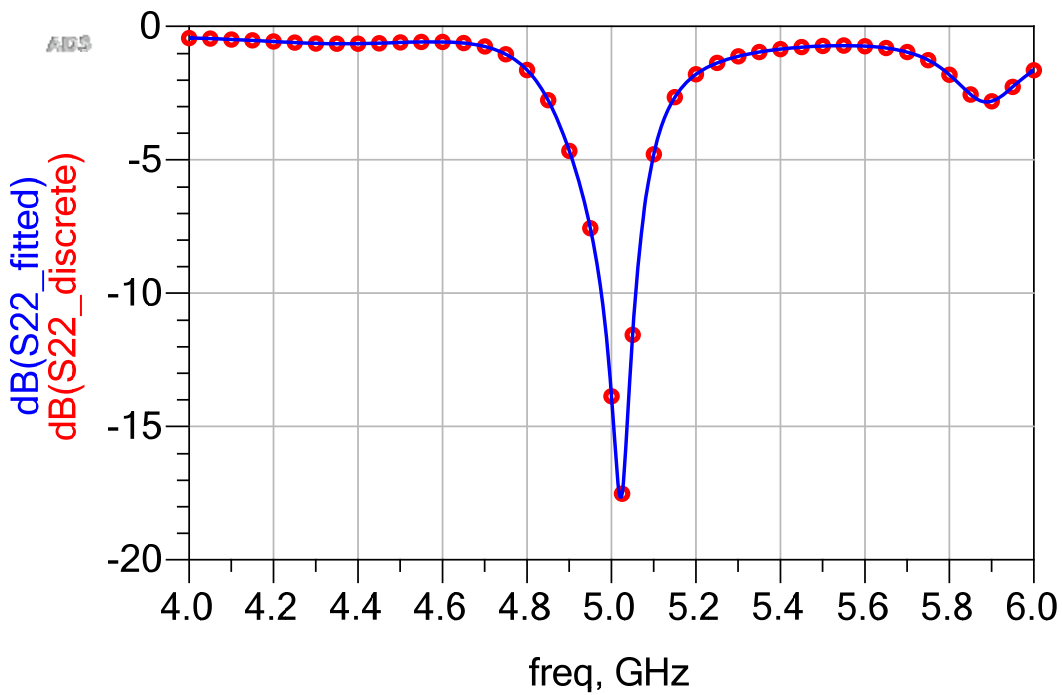


(b)

**Figura 67 - Resultados da simulação do "array" de antenas "microstrip" após otimização para 4,5 GHz. (a)  $S_{11}$ ; (b)  $S_{22}$ .**

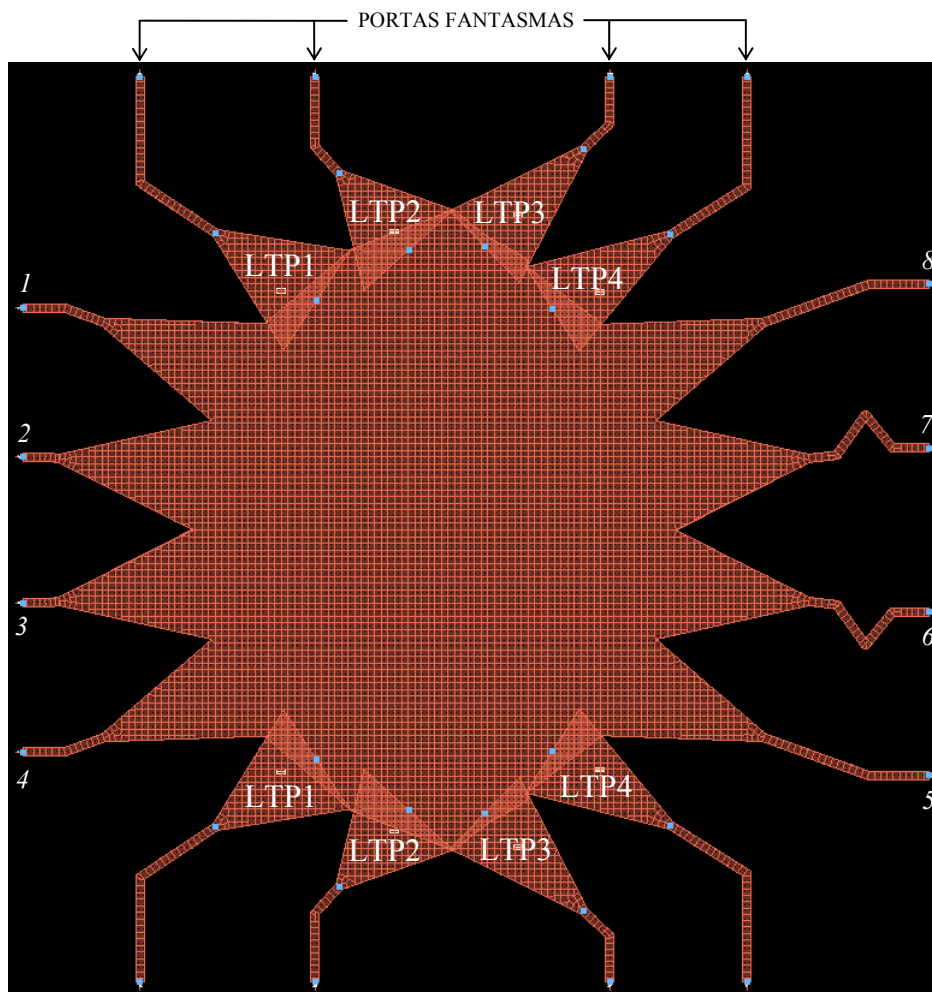


(a)



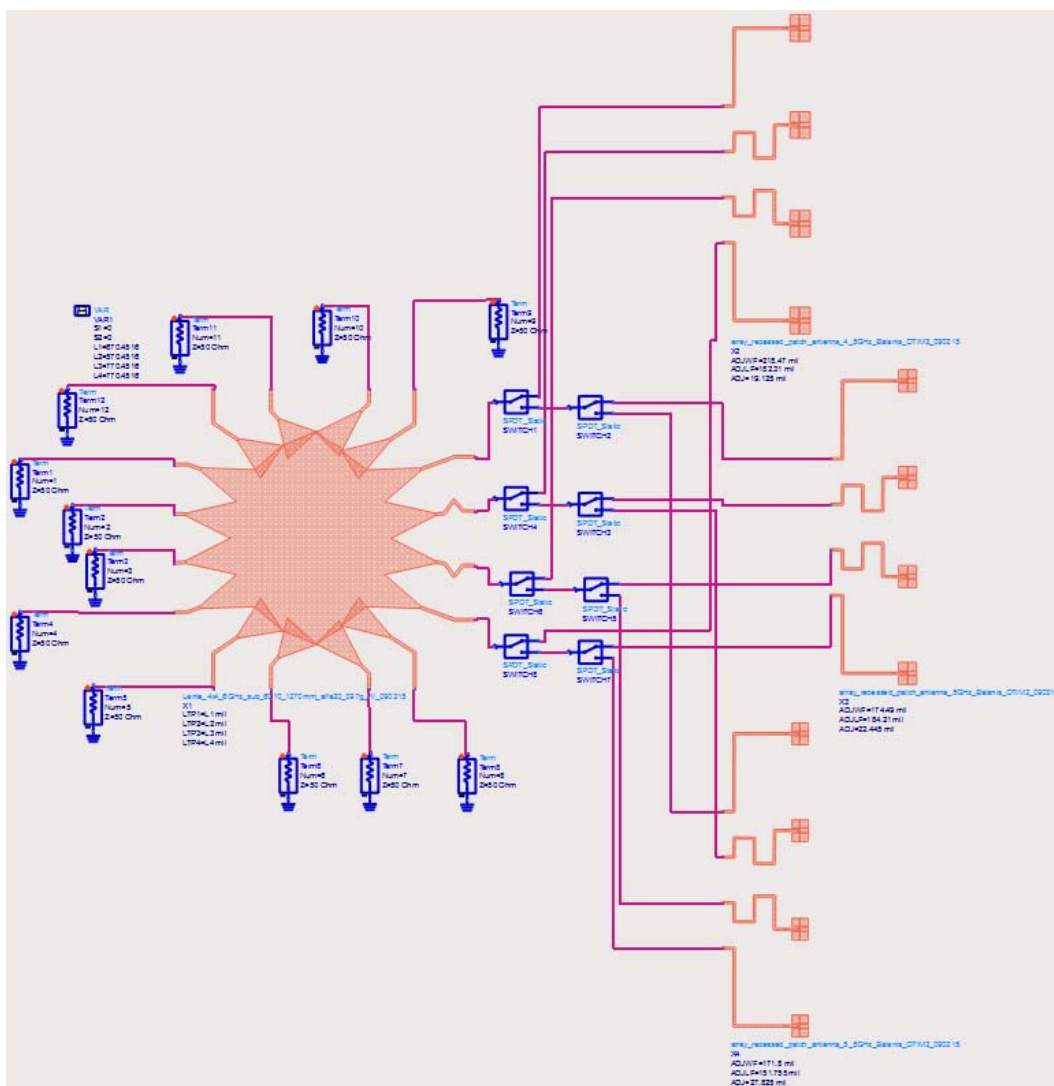
(b)

**Figura 68 - Resultados da simulação do "array" de antenas "microstrip" após otimização para 5 GHz. (a)  $S_{11}$ ; (b)  $S_{22}$ .**



**Figura 69 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" com  $\psi = \alpha = 20^\circ$  e  $g = 0,97g_{\text{ótimo}}$  para otimização em perda de retorno e isolamento em conexão com "arrays" de antenas "microstrip" de 4,5, 5 e 5,5 GHz.**

A Figura 70 mostra como fica o circuito para co-simulação e otimização da lente, onde as chaves selecionam o "array" a ser conectado para que seja possível a otimização nas três frequências correspondentes. Os comprimentos dos "tapers" da Figura 69, foram variados entre 670,4516 e 870,4516 mil para LTP1, 570,4516 e 770,4516 mil para LTP2 e entre 770,4516 e 970,4516 mil para LTP3 e LTP4, em passos de 100 mil, exceto para LTP4, que foi em passos de 200 mil.



**Figura 70 - Circuito de co-simulação e otimização da lente da Figura 69 em conexão com "arrays" de antenas "microstrip" de 4,5, 5 e 5,5 GHz.**

A Tabela 5 apresenta os resultados da otimização, onde, na frequência de cada "array", a perda de retorno e a isolamento das portas de feixe ficaram melhores que 10 dB e 15 dB, respectivamente.

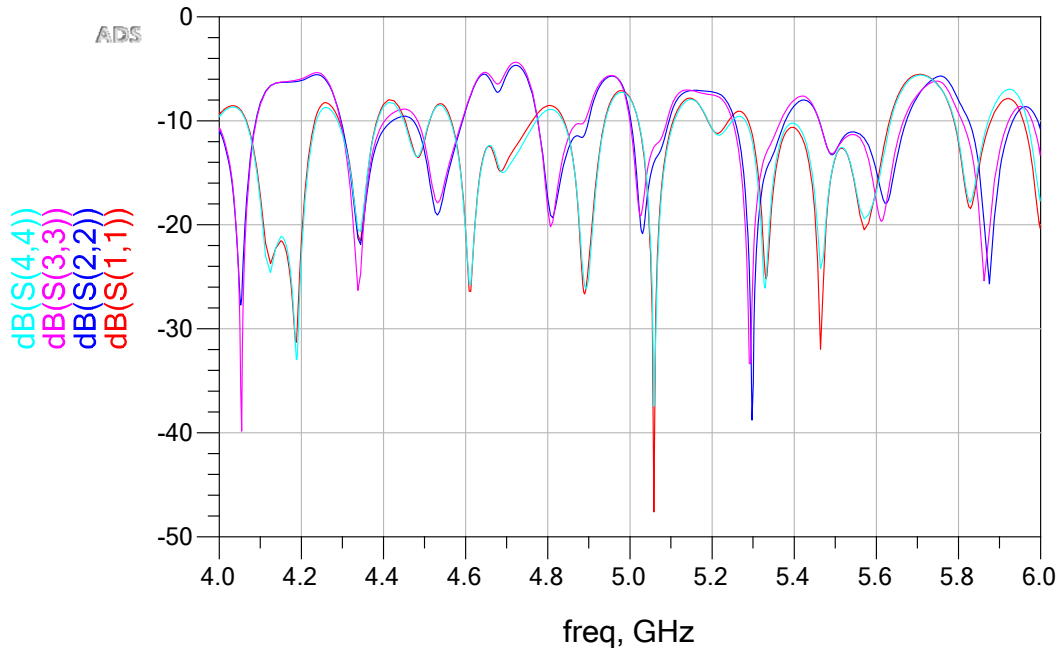
Como prova de conceito, optou-se em montar um protótipo com a lente otimizada pelo circuito da Figura 70 e com o "array" de antenas "microstrip" de 5,5 GHz. Antes, porém, cabe efetuar uma simulação eletromagnética desse conjunto em apenas um "layout" para confirmar os resultados obtidos através dos circuitos de otimização e ter um diagrama de radiação para demonstrar o direcionamento de feixe calculado e apresentado na Figura 45(b), que são de  $-20^\circ$ ,  $-6,6^\circ$ ,  $6,6^\circ$  e  $20^\circ$  para sinais injetados nas portas de feixe de 1 a 4, respectivamente. Os parâmetros S resultantes da simulação são mostrados na Figura 71.

O diagrama de radiação no ADS é obtido após a simulação eletromagnética através do procedimento de pós-processamento de campos distantes, que apresenta primeiro uma janela com a geometria da estrutura simulada, mostrada na Figura 72(a), e depois a distribuição de campo, que pode ser configurada de acordo com o que se quer avaliar. Como o objetivo é verificar o direcionamento do feixe, a Figura 72(b) mostra a distribuição de campo configurada para um sinal de 5,5 GHz inserido na porta 2 e com a marcação de um corte adequado à avaliação do direcionamento do feixe.

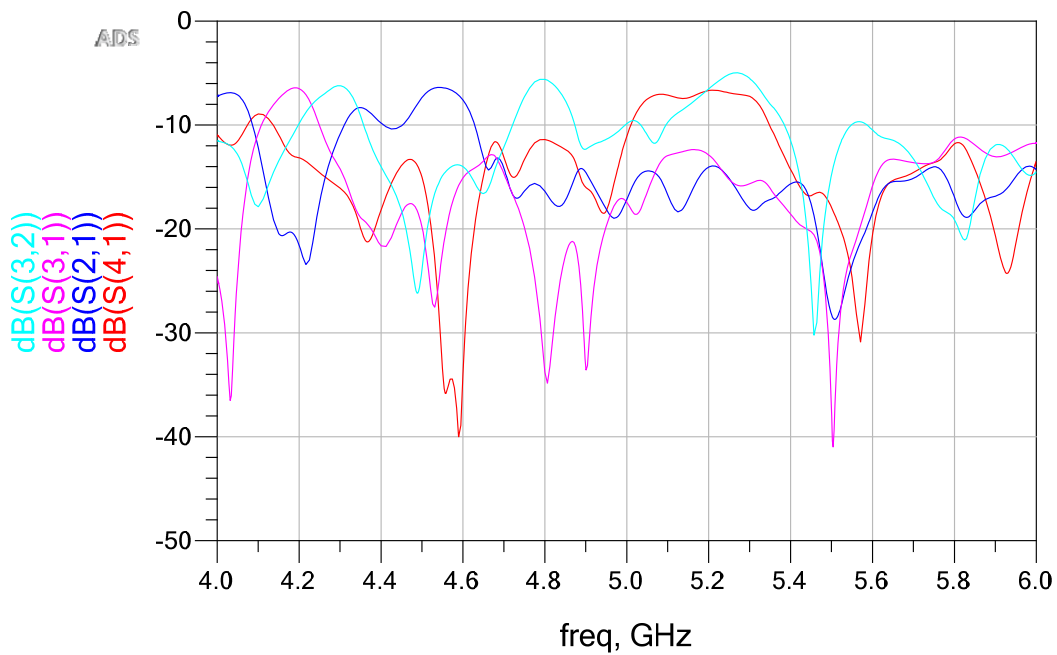
O diagrama de radiação simplificado da lente por porta de feixe excitada é mostrado na Figura 73. Verifica-se que os picos para os sinais inseridos nas portas de 1 a 4 ocorreram em  $-21^\circ$ ,  $-6^\circ$ ,  $6^\circ$  e  $21^\circ$ , respectivamente. Considerando que o diagrama de radiação gerado pelo ADS 2011 tem resolução de  $3^\circ$ , os resultados da simulação estão compatíveis com os cálculos de direcionamento do feixe, mostrados na Figura 45(b).

**Tabela 5 – Resultados da otimização da lente da Figura 69 em conexão com "arrays" de antenas "microstrip" de 4,5, 5 e 5,5 GHz.**

PARÂMETROS OTIMIZADOS	RESULTADOS NA FREQUÊNCIA DO ARRAY		
	4,5 GHz	5 GHz	5,5 GHz
$S_{11}$	-10,622 dB	-10,253 dB	-14,143 dB
$S_{22}$	-12,894 dB	-10,311 dB	-19,635 dB
$S_{21}$	-15,493 dB	-24,133 dB	-25,649 dB
$S_{31}$	-32,944 dB	-15,028 dB	-24,796 dB
$S_{41}$	-15,022 dB	-16,315 dB	-19,635 dB
$S_{32}$	-16,687 dB	-23,230 dB	-15,783 dB
Comprimentos dos "tapers" otimizados	LTP1 = 870,4516 mil LTP2 = 570,4516 mil LTP3 = 870,4516 mil LTP4 = 770,4516 mil		

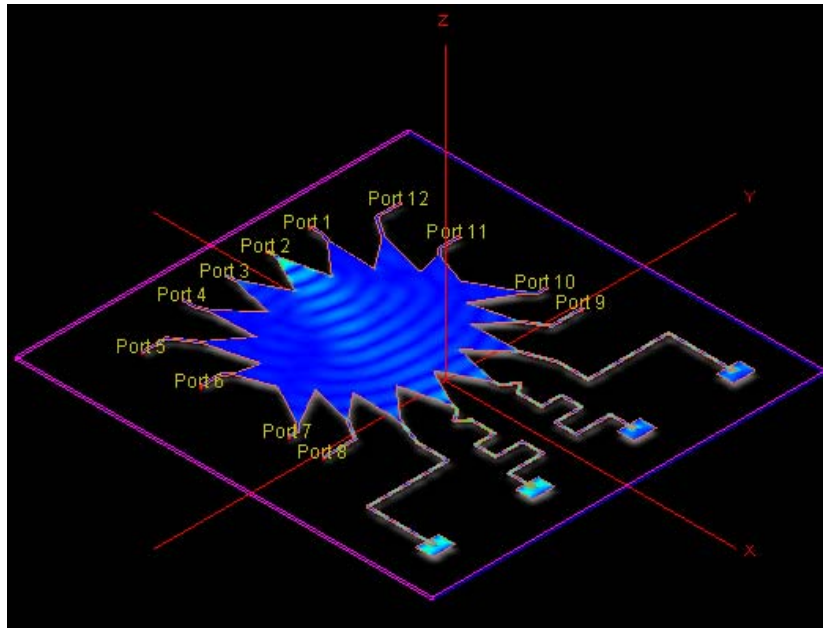


(a)

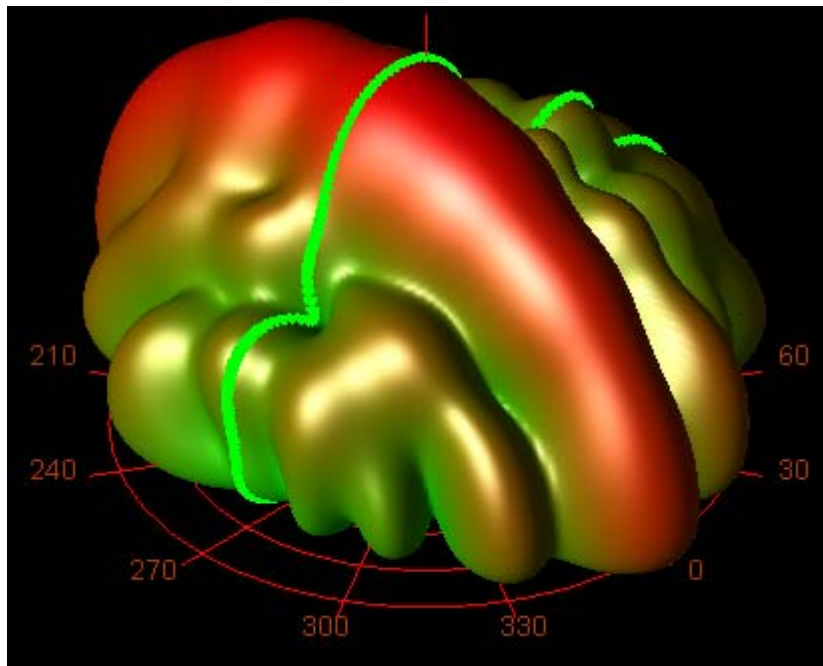


(b)

**Figura 71 - Portas de feixe: resultados da simulação da lente de Rotman em "microstrip" conectada ao "array" de antenas "microstrip" de 5,5 GHz (Figura 74). (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

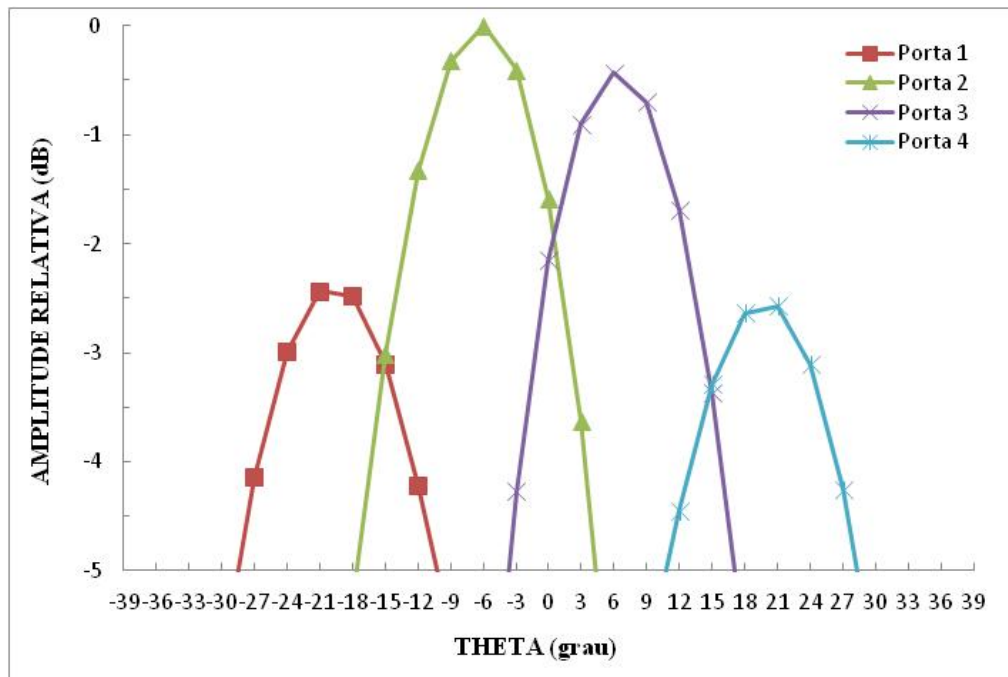


(a)

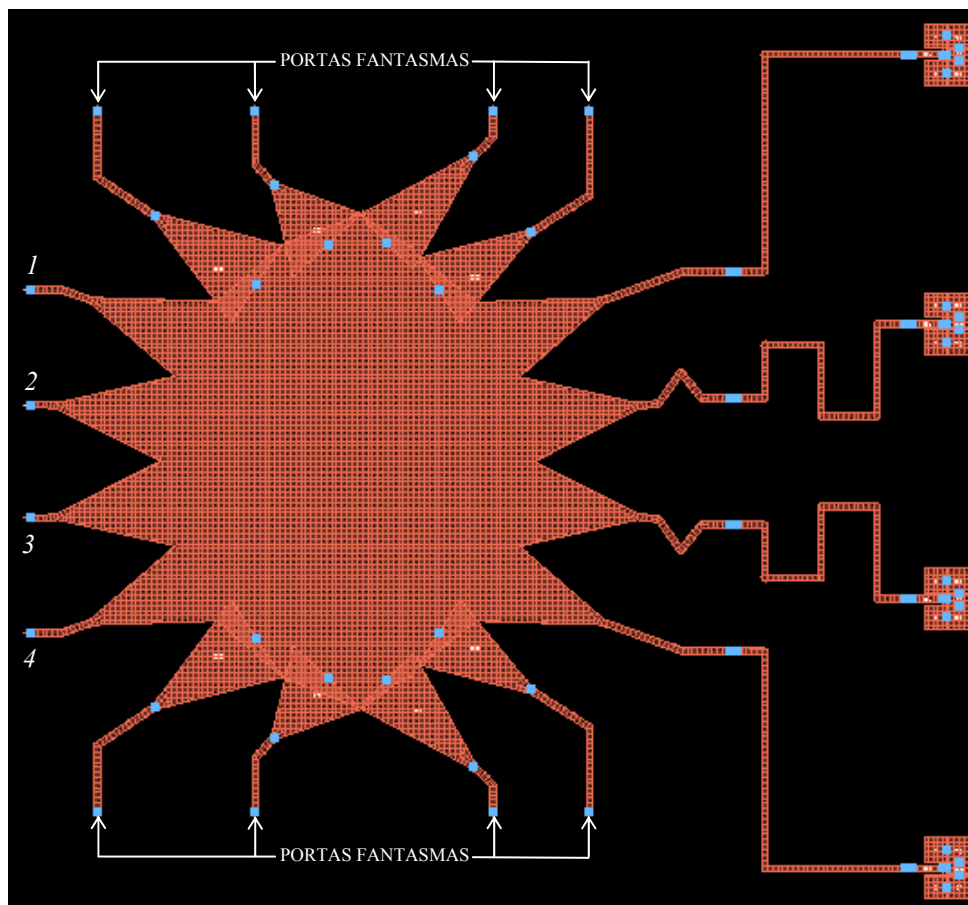


(b)

**Figura 72 - Visualização de pós-processamento de campos distantes do "layout" da Figura 74. (a) vista isométrica; (b) distribuição do campo para inserção de sinal na porta 2 e marcação do corte para  $\phi = 90^\circ$ .**



**Figura 73 - Diagrama de radiação simplificado em 5,5 GHz obtido na simulação da lente com "array" de antenas "microstrip" da Figura 74.**



**Figura 74 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" otimizada e conectada ao "array" de antenas "microstrip" de 5,5 GHz.**

### 4.3.

#### Protótipo da lente de Rotman em “microstrip” para 5,5 GHz

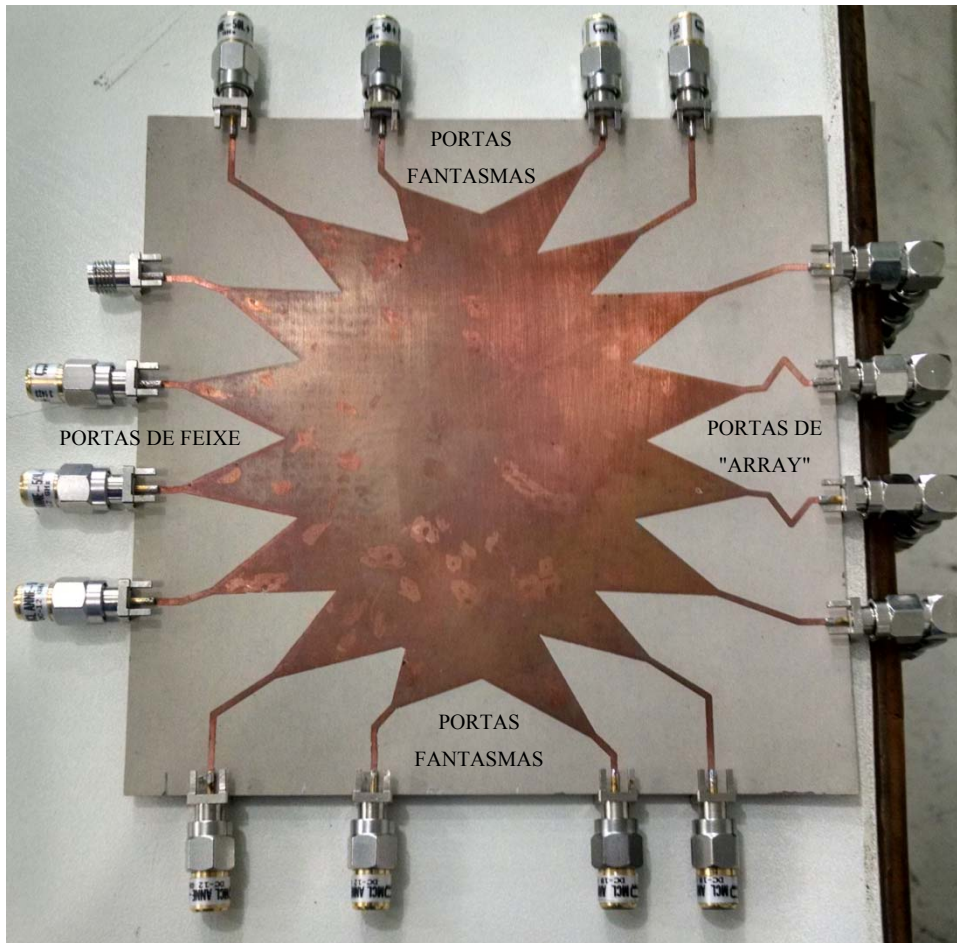
Após todos os procedimentos de simulação e otimização, chega-se à fase de implementação do protótipo representado pelo “layout” da Figura 74, que será feita em duas partes. Uma é a lente de Rotman em “microstrip” que será fabricada em uma placa do substrato Rogers RT/duroid 6010 de 5” x 5” com espessura de 1,27 mm. A outra parte é o “array” de antenas “microstrip”, que terá de ser simetricamente dividido, pois a distância entre as extremidades do “array” é de 6,25” e sendo o mesmo substrato da lente, não haveria disponibilidade para fabricação em apenas uma placa.

O processo de fabricação da lente e do “array” de antenas é bem simples. No ADS, o “layout” espelhado de cada dispositivo é exportado no formato “Gerber/Drill” (.gbr) e aberto em "software" como o “CircuitCAM” para a impressão em “Press-n-Peel Blue Transfer”, que por transferência térmica utilizando um simples ferro de passar roupa, é aplicado no cobre do substrato. A proteção do lado correspondente ao plano de terra pode ser feita por tinta spray ou esmalte. O processo de retirada da metalização não utilizada no dispositivo em “microstrip” é através de reação química em solução de perclorato de ferro. Após uma limpeza, os dispositivos estão prontos.

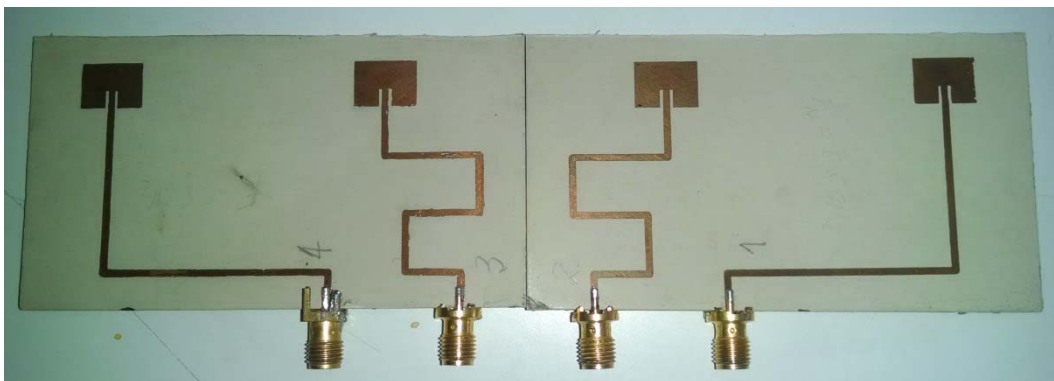
A conectorização da lente e do “array” de antenas foi facilitada pelas características dos conectores SMA disponíveis, pois o espaço entre o pino central e a estrutura do conector era compatível com a espessura do substrato e com isso proporcionava um encaixe por pressão, tornando desnecessária a utilização de solda para realizar o contato com a linha “microstrip” de 50  $\Omega$  do dispositivo. A montagem final da lente de Rotman é mostrada na Figura 75 e do “array” de antenas para 5,5 GHz na Figura 76.

A caracterização da lente de Rotman em “microstrip” da Figura 75 através das medidas dos parâmetros S foi realizada utilizando o “LeCroy SPARQ-4002M Signal Integrity Network Analyzer”, que permite a exportação das medidas através de arquivos em formato “.s2p”. Esse formato de arquivo tem a funcionalidade de poder ser introduzido no ADS como um dispositivo de duas portas como também ser utilizado por "software" com ferramentas de geração de gráficos, tais como OriginPro e EXCEL. A Figura 77 apresenta o diagrama para

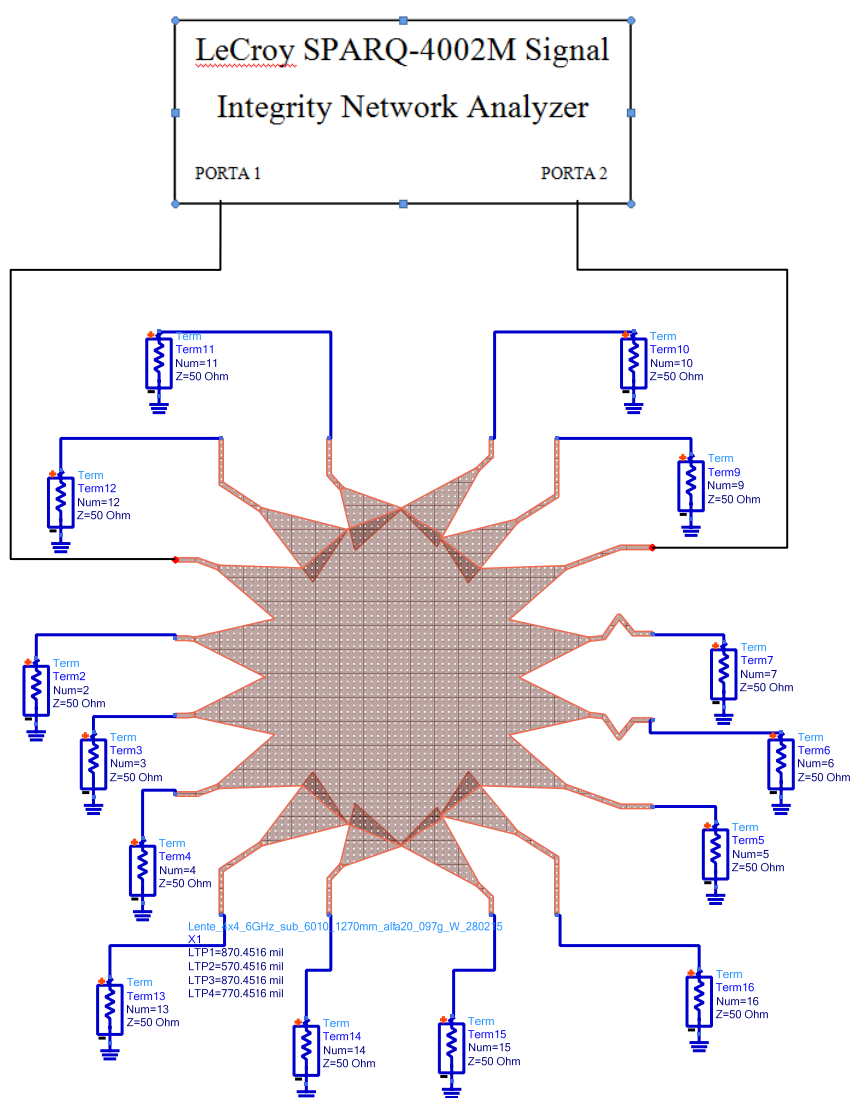
medidas dos parâmetros  $S_{11}$ ,  $S_{88}$  e  $S_{81}$ . Os demais parâmetros  $S$  são medidos com essa mesma lógica de montagem.



**Figura 75 - Protótipo da lente de Rotman em "microstrip" em substrato Rogers RT/duroid 6010 para a faixa de 4 a 6 GHz com  $\psi = \alpha = 20^\circ$ .**

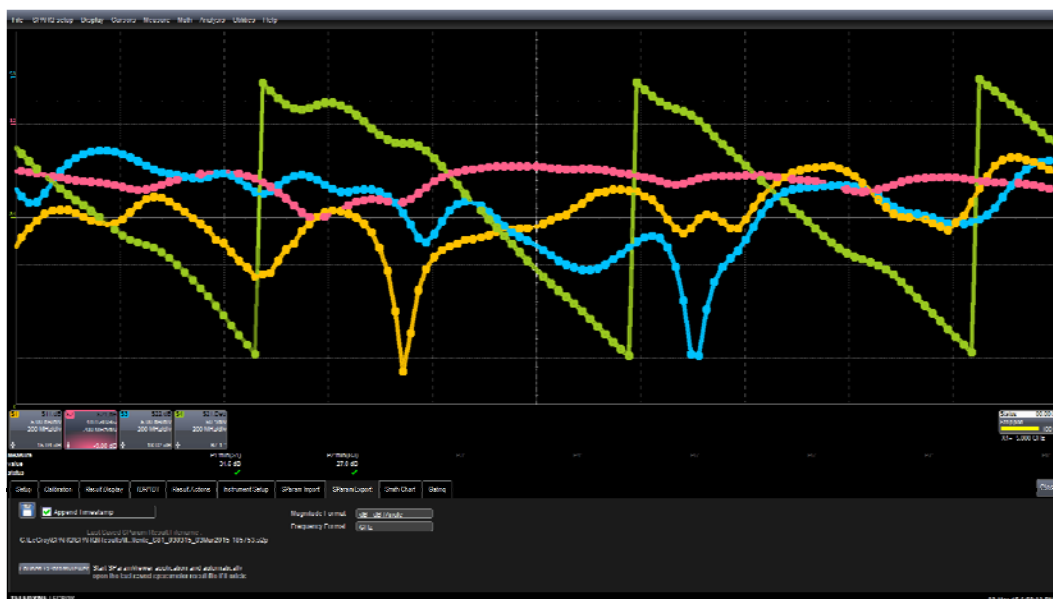


**Figura 76 – Protótipo do "array" de antenas "microstrip" em 5,5 GHz.**



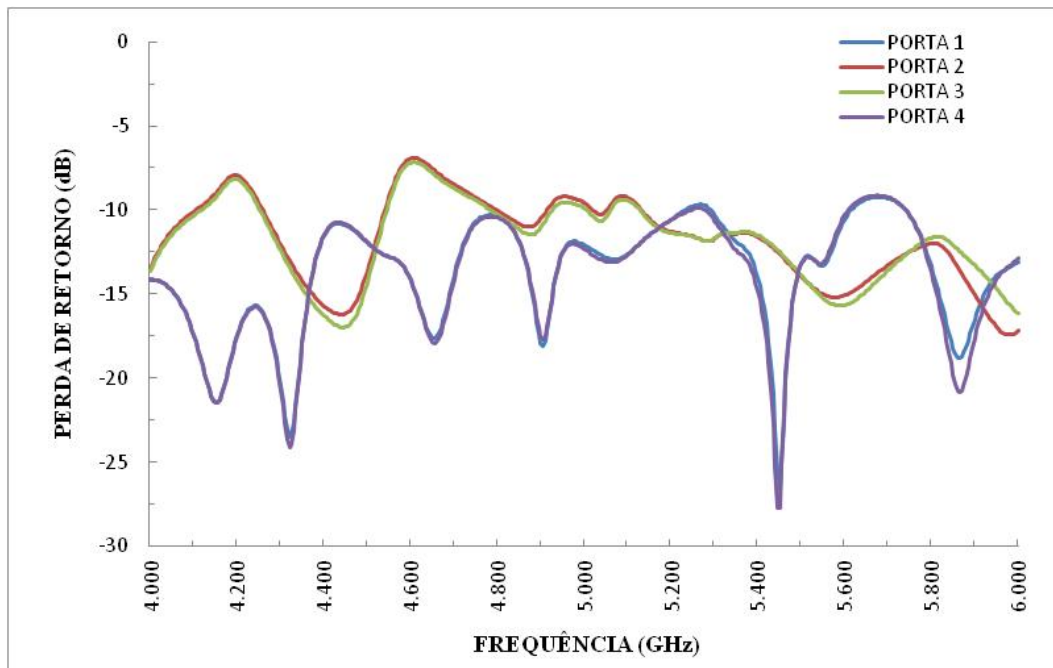
**Figura 77 – Diagrama para medidas de  $S_{11}$ ,  $S_{88}$  e  $S_{81}$  da lente da Figura 75.**

A Figura 78 mostra a tela de apresentação dos resultados do “LeCroy SPARQ-4002M Signal Integrity Network Analyzer”.

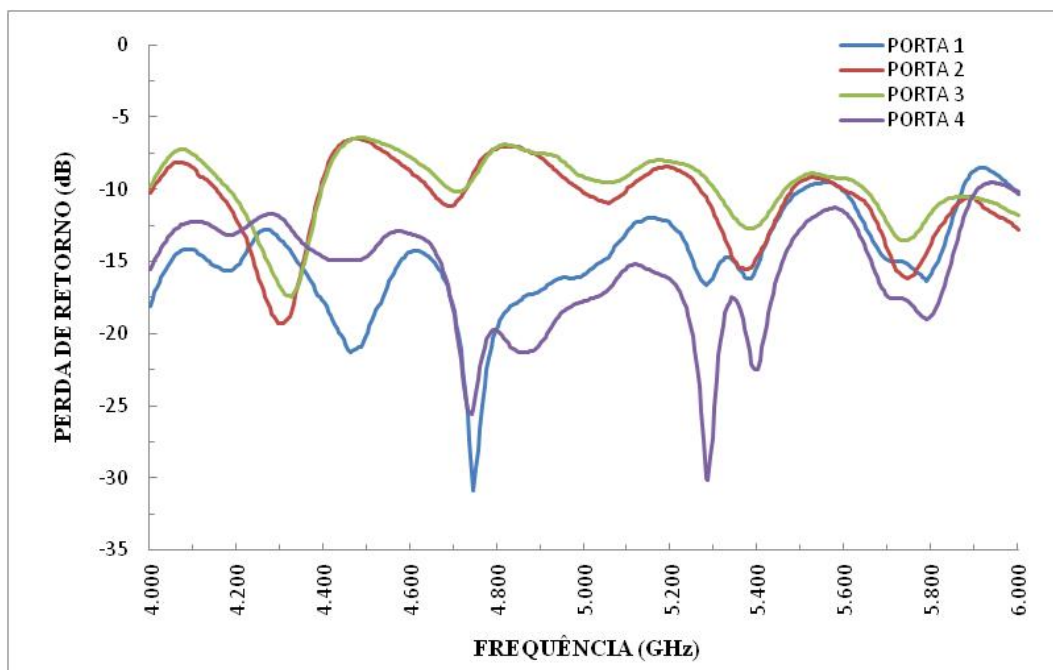


**Figura 78 - Tela das medidas de  $S_{11}$ ,  $S_{88}$  e  $S_{81}$  da lente da Figura 75.**

Uma sequência de gráficos reproduzindo os parâmetros S da lente da Figura 75 é apresentada a seguir. São gráficos a partir de dados de simulação e medição. A Figura 79 apresenta separadamente os resultados simulados e medidos da perda de retorno das portas de feixe e a Figura 80 mostra a comparação entre os resultados de perda de retorno das portas 1 e 2. A isolação entre as portas de feixe simulado e medido é mostrada na Figura 81 e a comparação entre alguns deles na Figura 82. Logo em seguida, da Figura 83 à Figura 86, são apresentados os mesmos resultados para as portas de “array”. Para a transmissão das portas 1 e 2 para as portas de “array”, da Figura 87 à Figura 90 são apresentados resultados simulados e medidos para a perda de inserção e também diferença de fase entre portas de “array”.

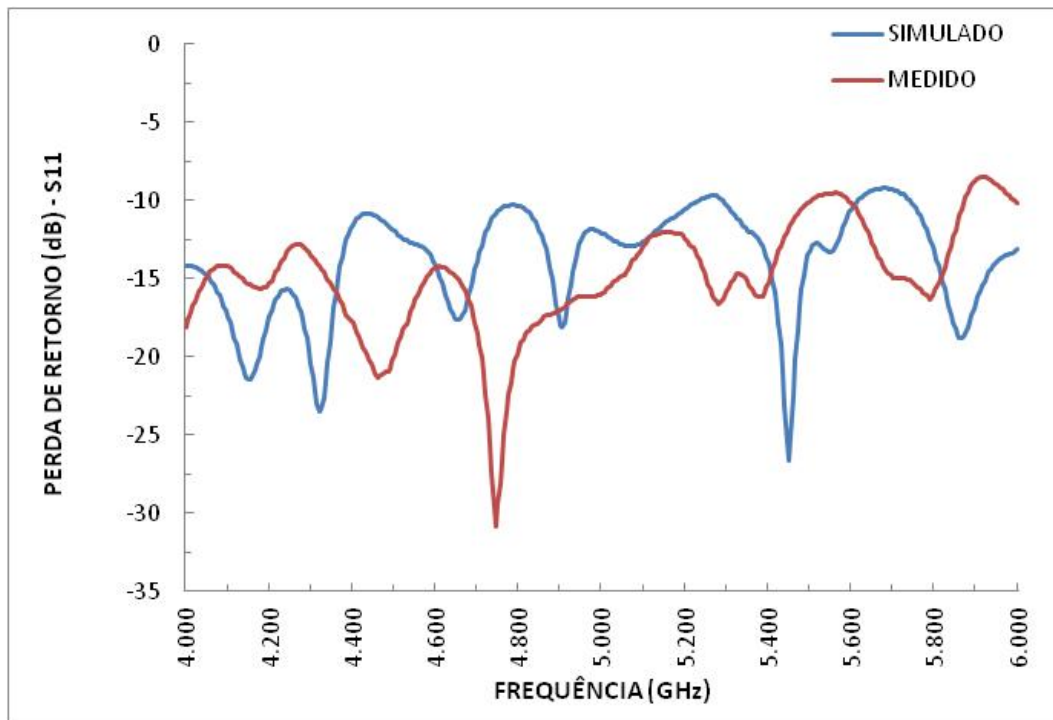


(a)

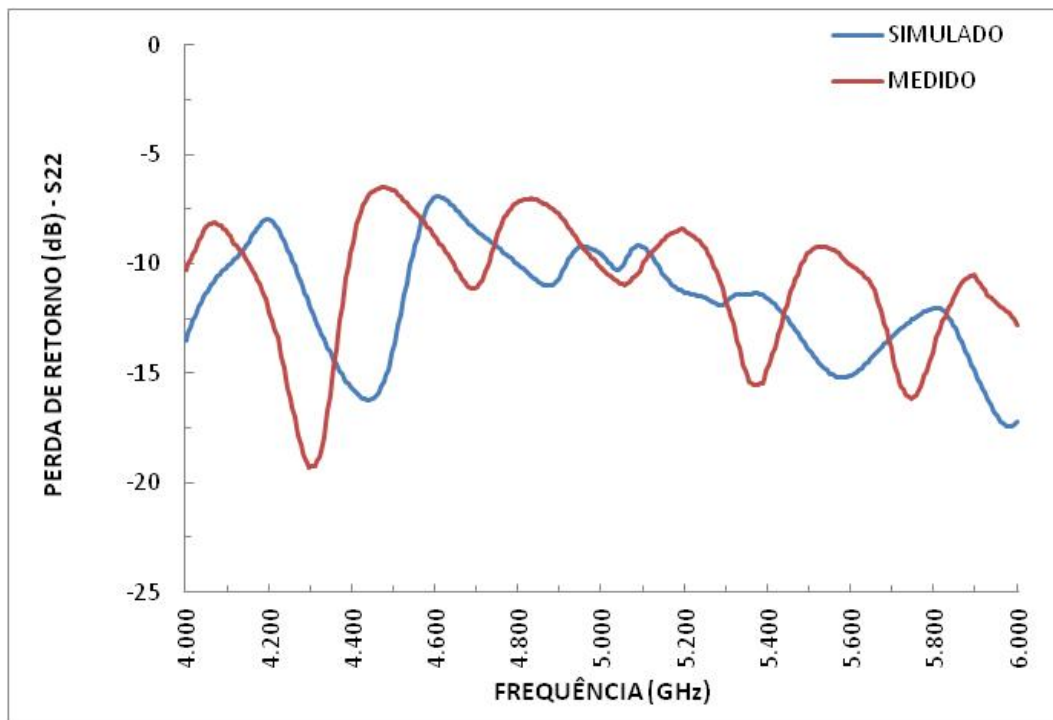


(b)

**Figura 79 - Perda de retorno das portas de feixe da lente da Figura 75.**  
**(a) simulado; (b) medido.**

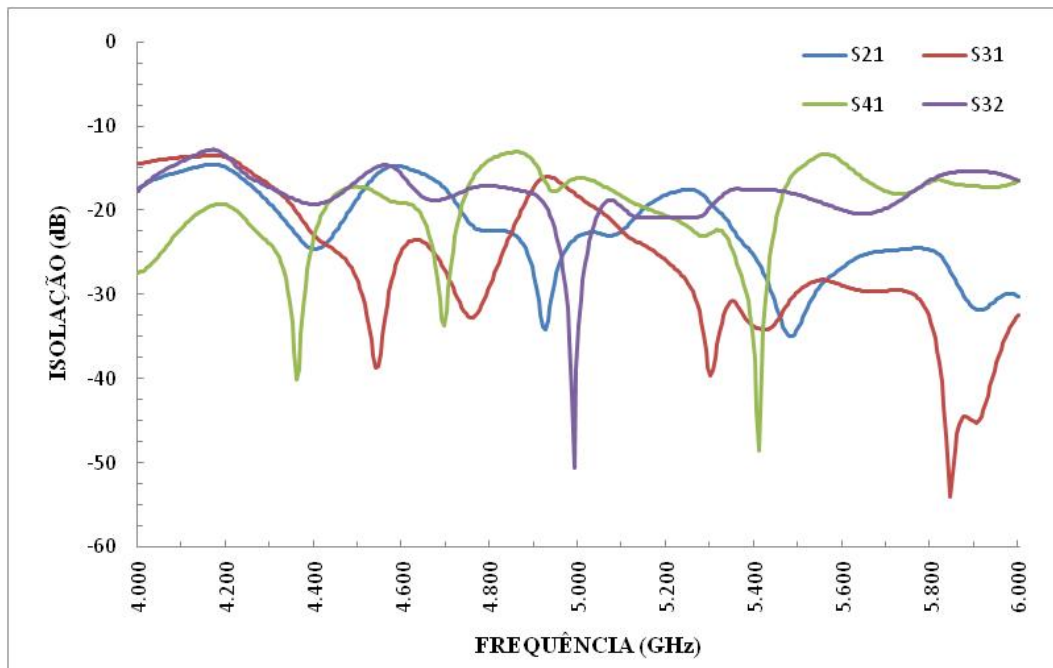


(a)

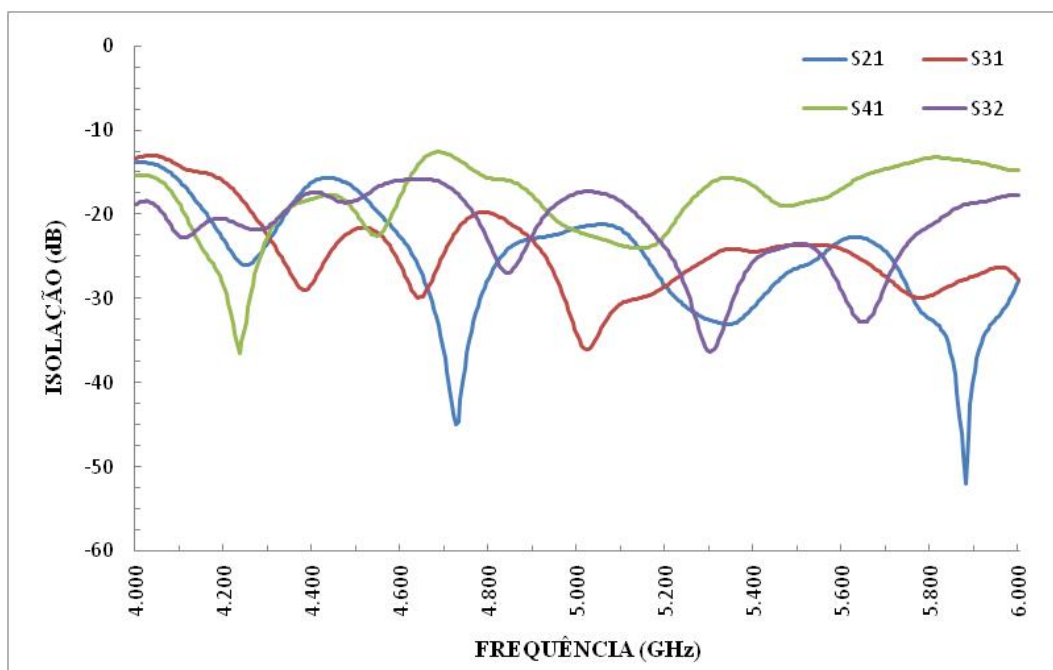


(b)

**Figura 80 - Comparação entre resultados simulados e medidos da perda de retorno das portas de feixe da lente da Figura 75. (a)  $S_{11}$ ; (b)  $S_{22}$ .**

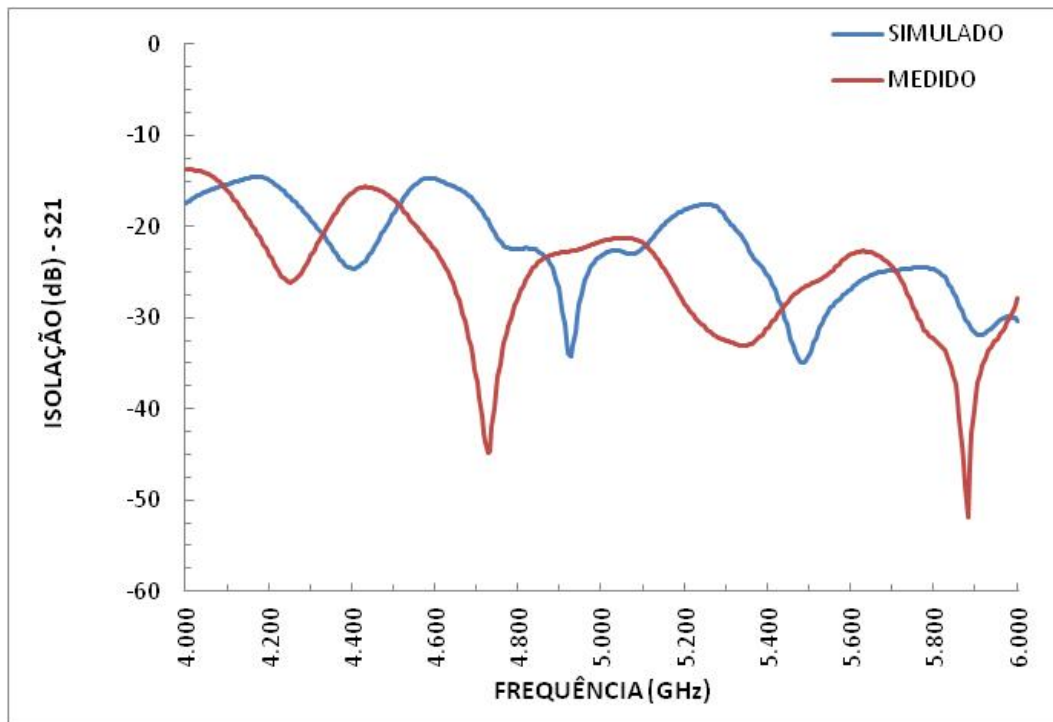


(a)

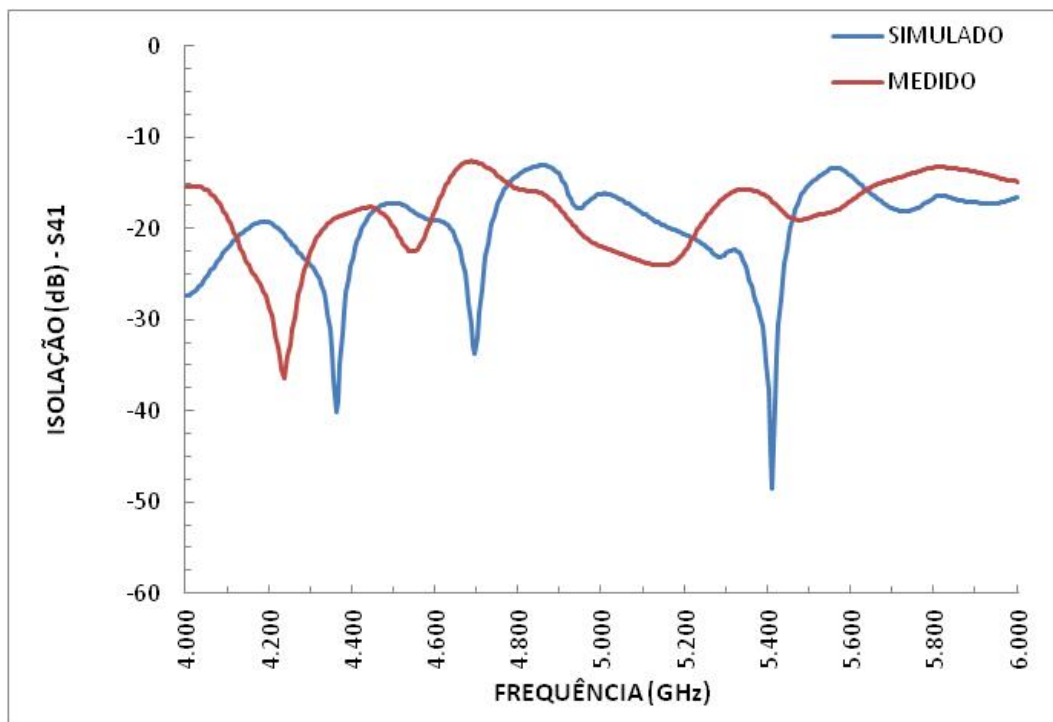


(b)

**Figura 81 - Isolação entre as portas de feixe da lente da Figura 75.  
(a) simulado; (b) medido.**

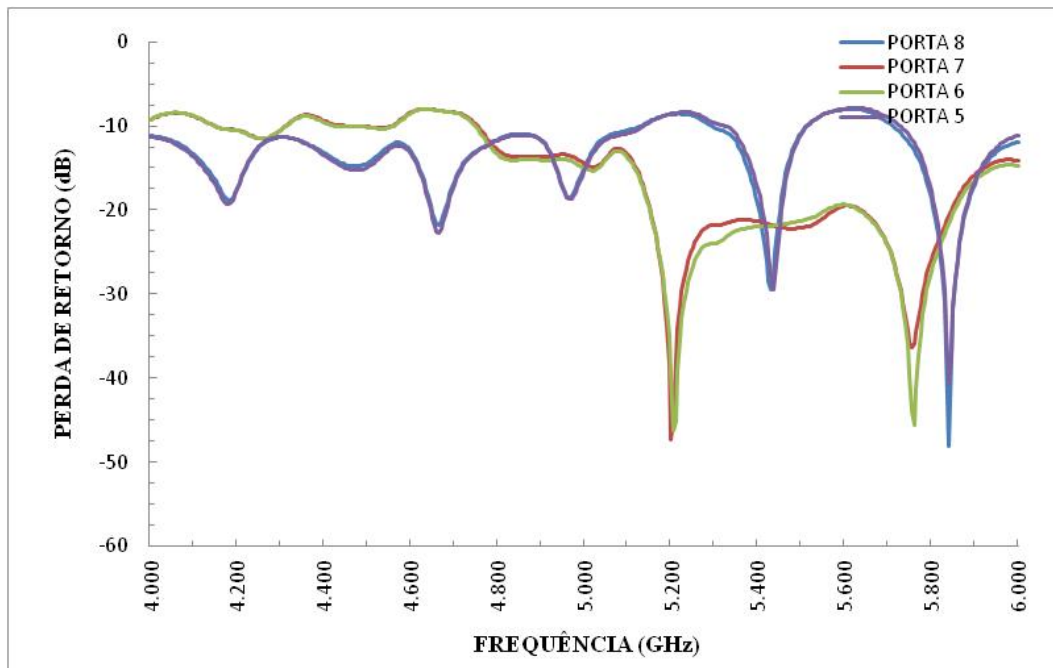


(a)

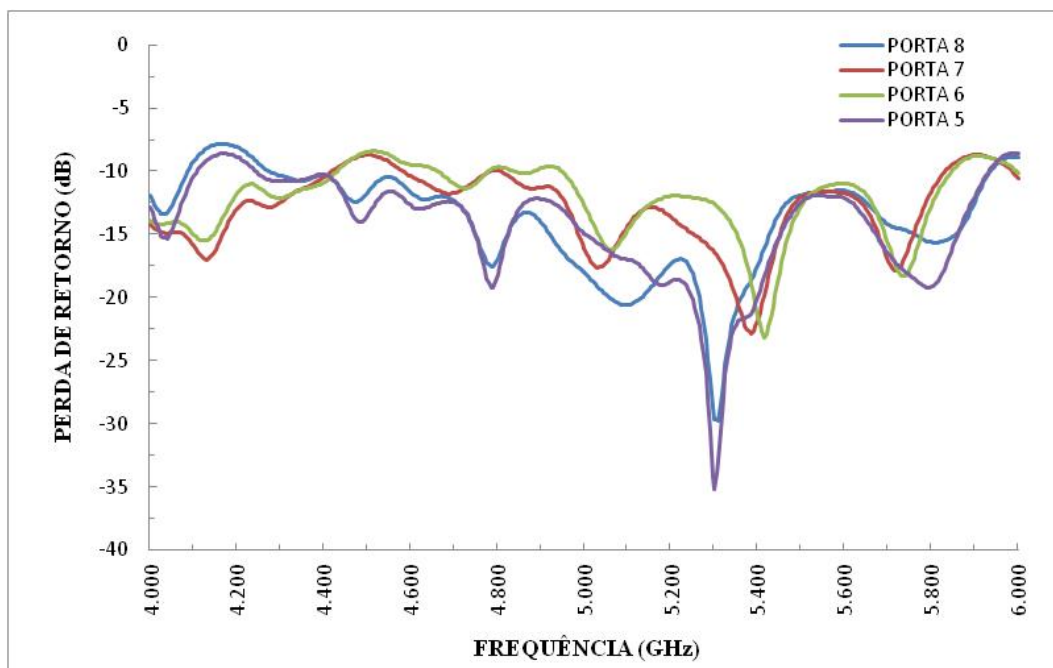


(b)

**Figura 82 - Comparação entre resultados simulados e medidos da isolação entre as portas de feixe da lente da Figura 75. (a)  $S_{21}$ ; (b)  $S_{41}$ .**

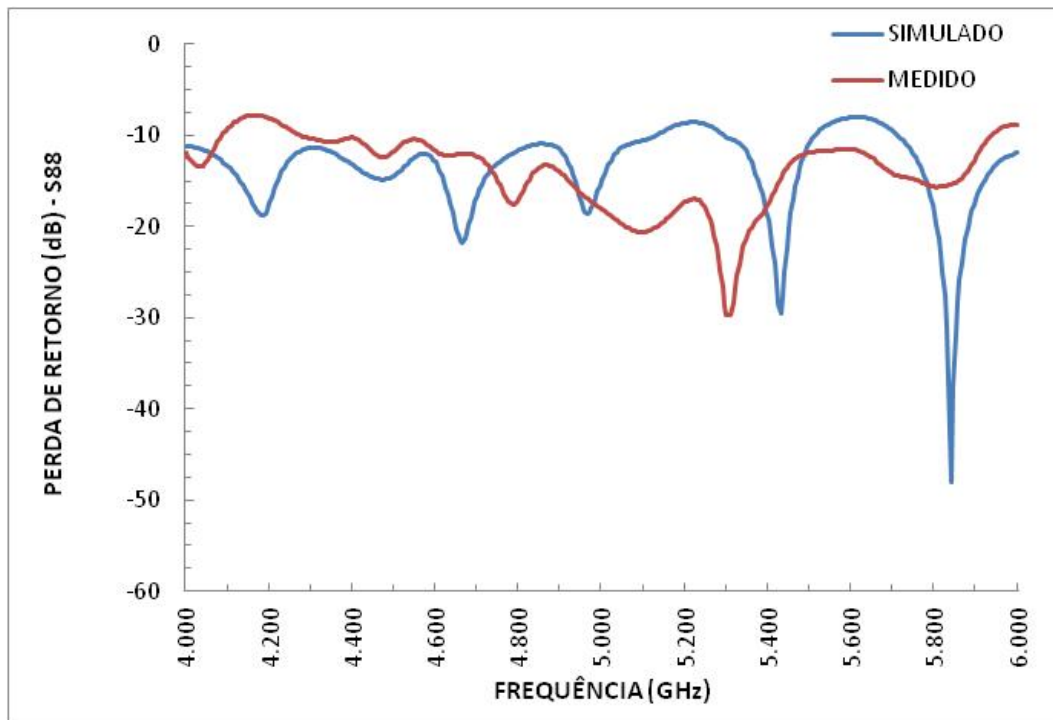


(a)

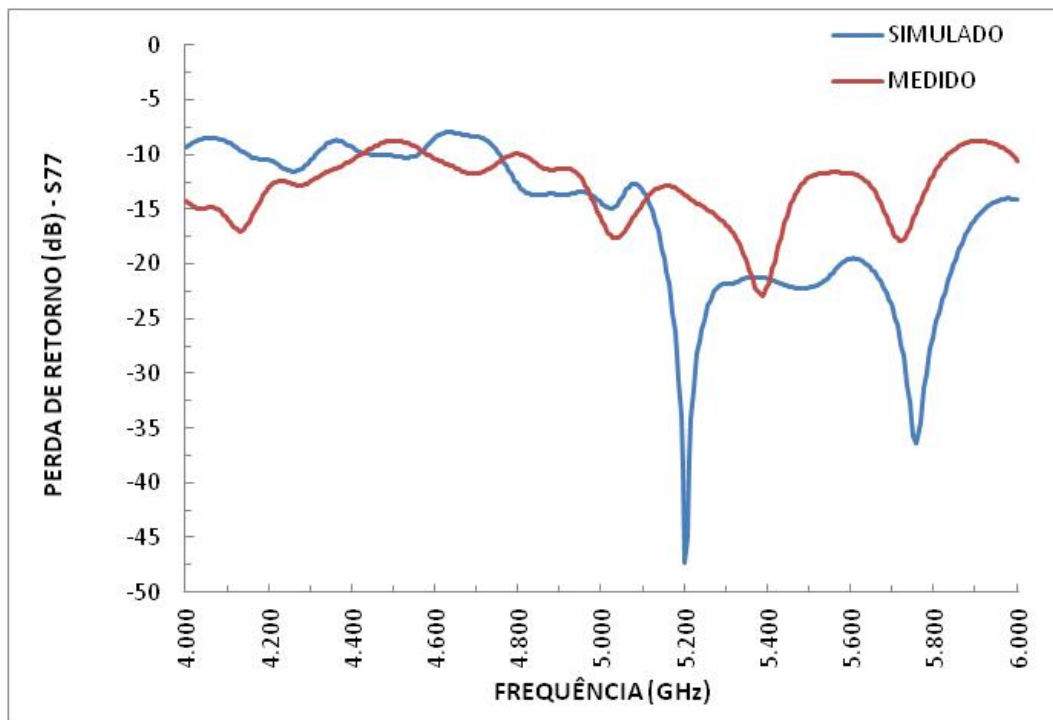


(b)

**Figura 83 - Perda de retorno das portas de “array” da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido.**

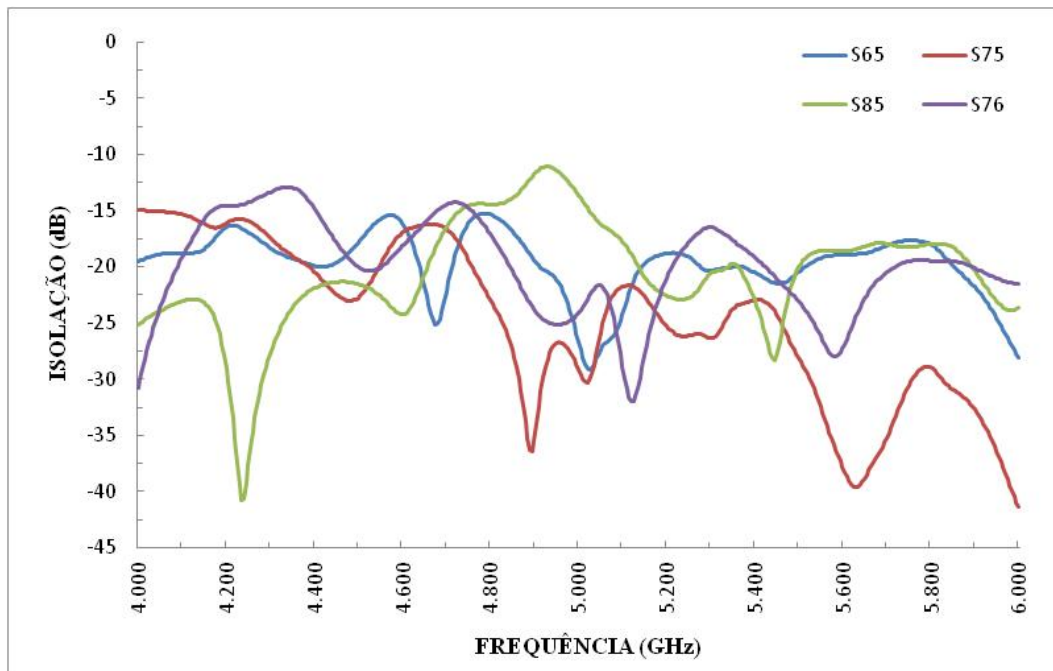


(a)

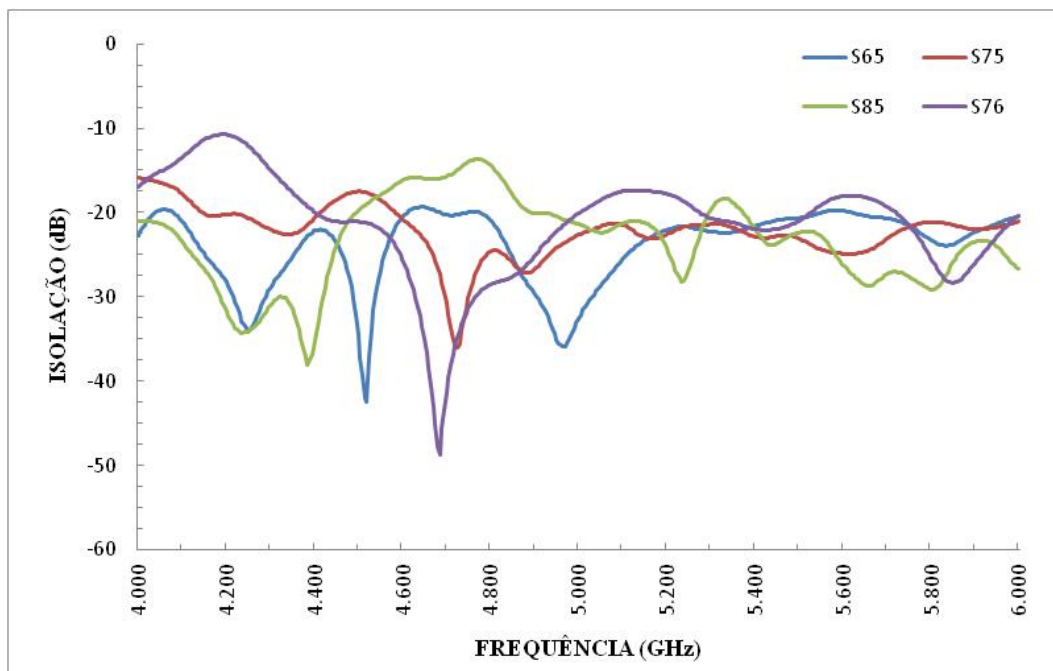


(b)

**Figura 84 - Comparação entre resultados simulados e medidos da perda de retorno das portas de "array" da lente da Figura 75. (a)  $S_{88}$ ; (b)  $S_{77}$ .**

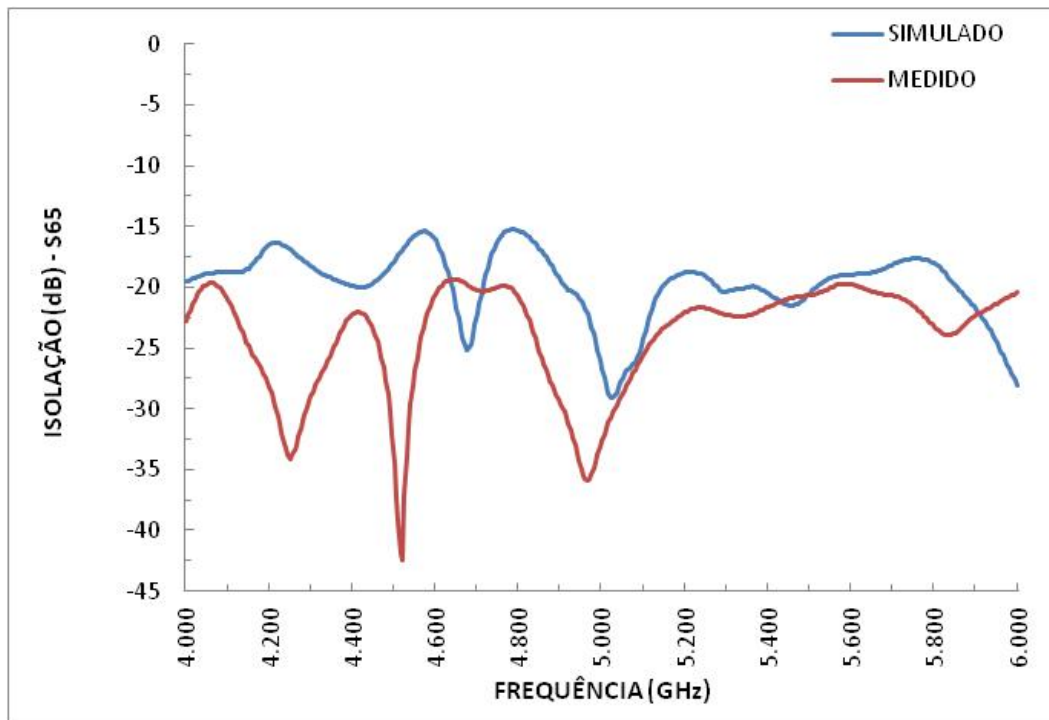


(a)

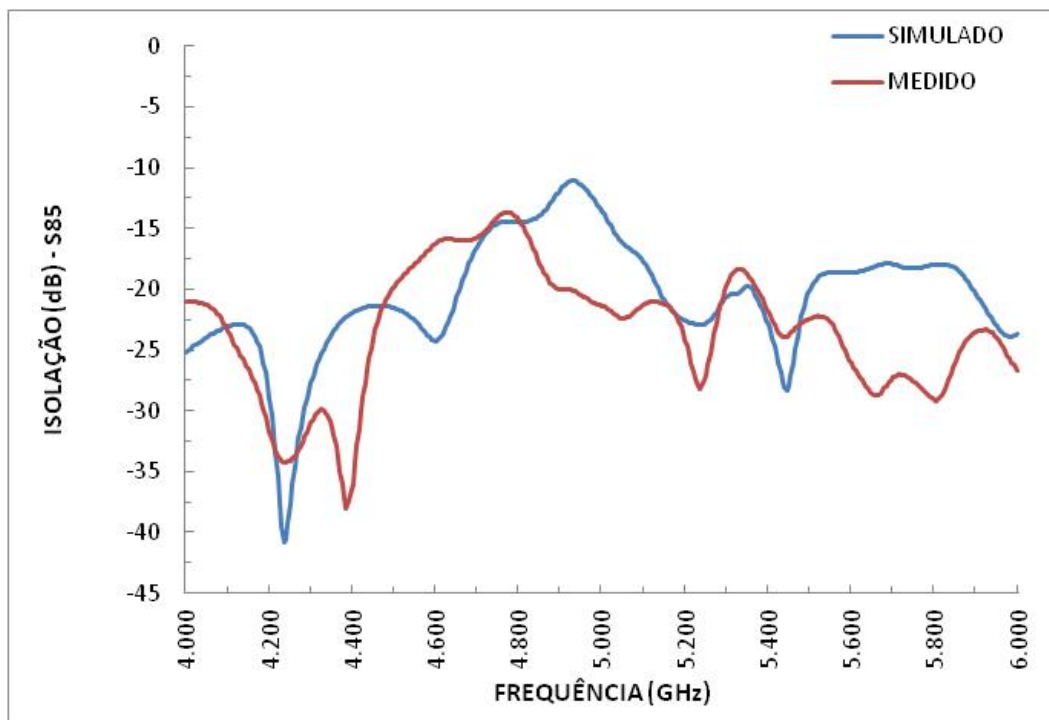


(b)

**Figura 85 - Isolação entre as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido.**

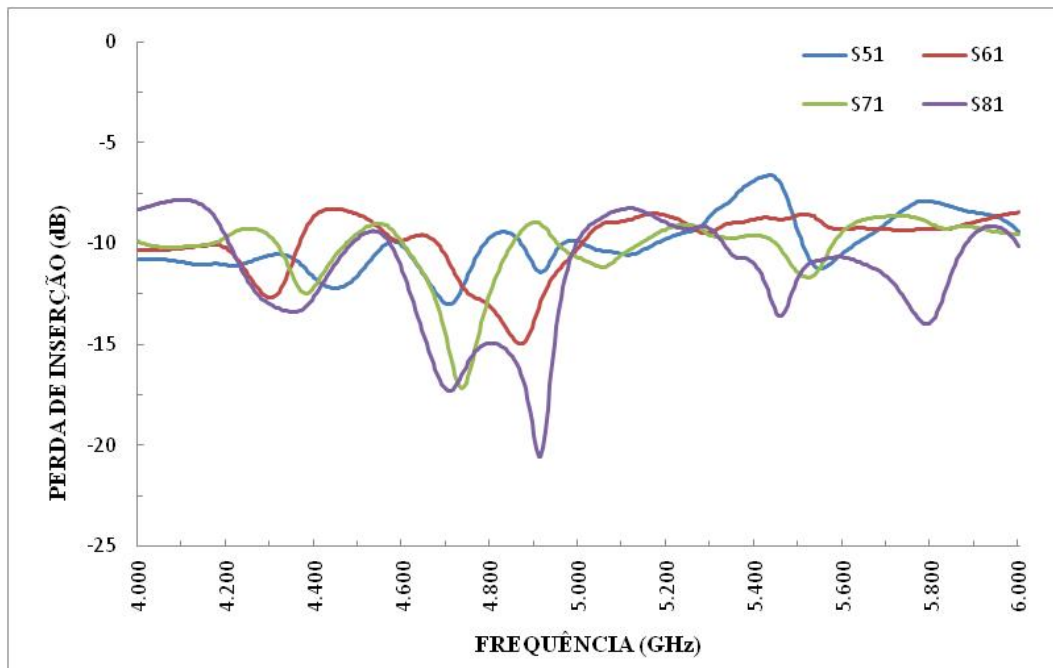


(a)

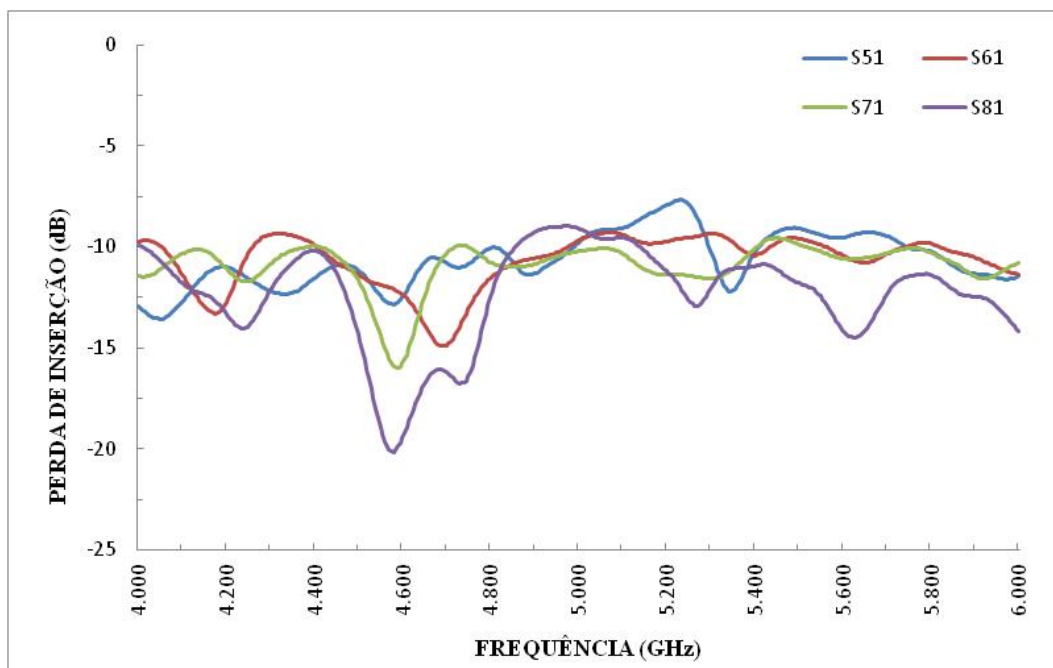


(b)

**Figura 86 - Comparação entre resultados simulados e medidos da isolação entre as portas de "array" da lente da Figura 75. (a)  $S_{65}$ ; (b)  $S_{85}$ .**

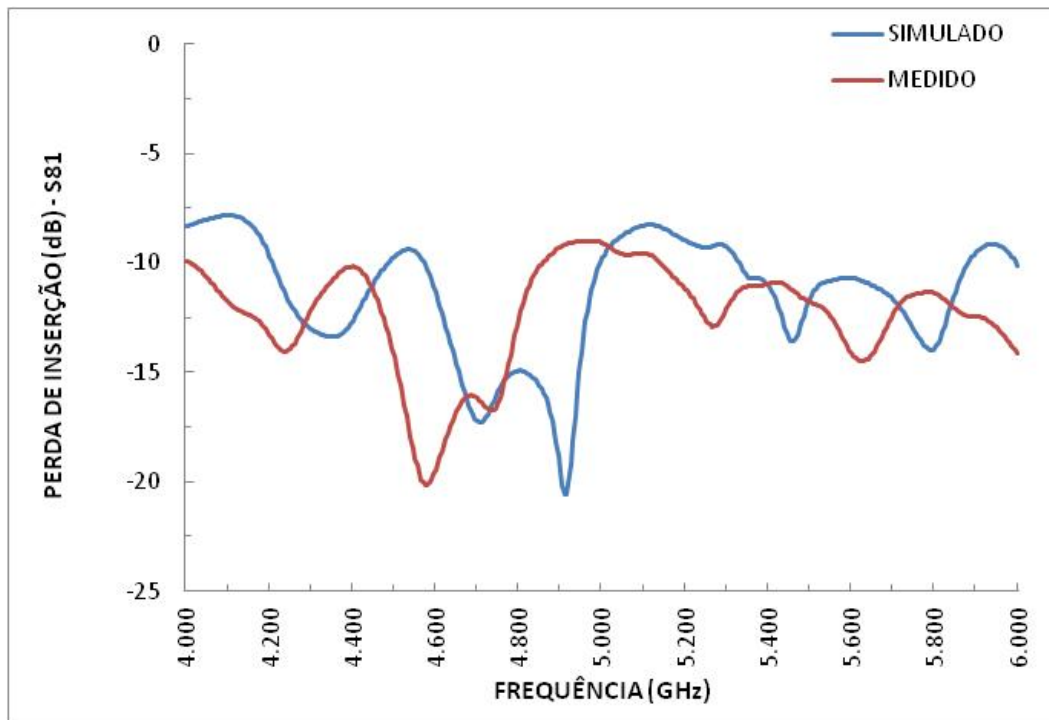


(a)

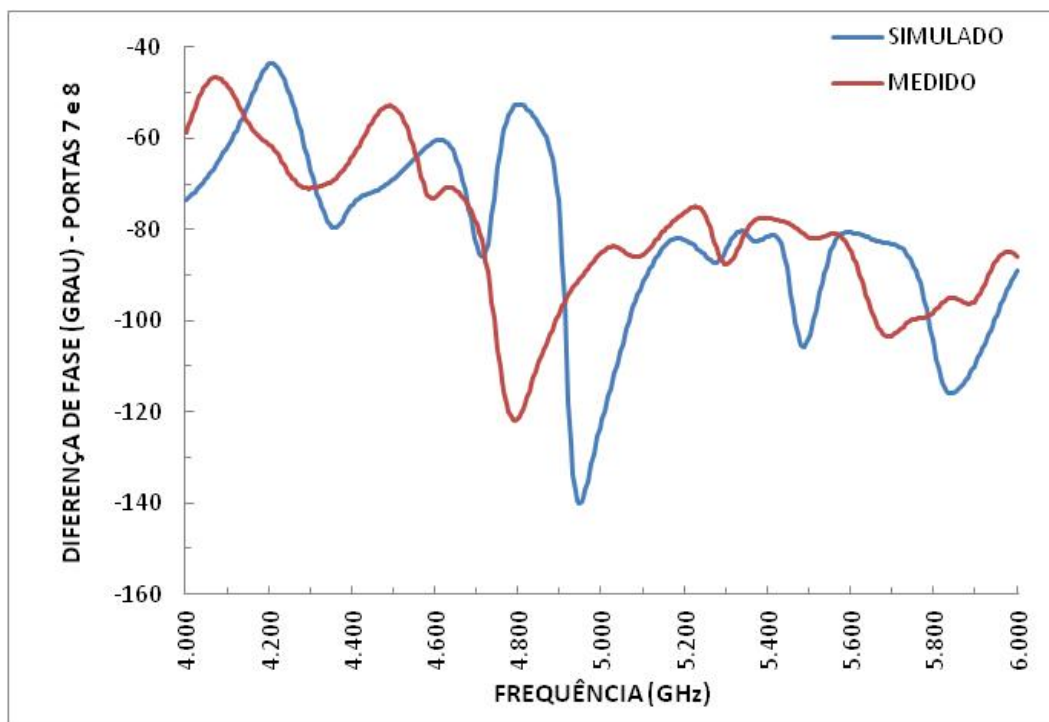


(b)

**Figura 87 - Perda de inserção na transmissão da porta 1 para as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido.**

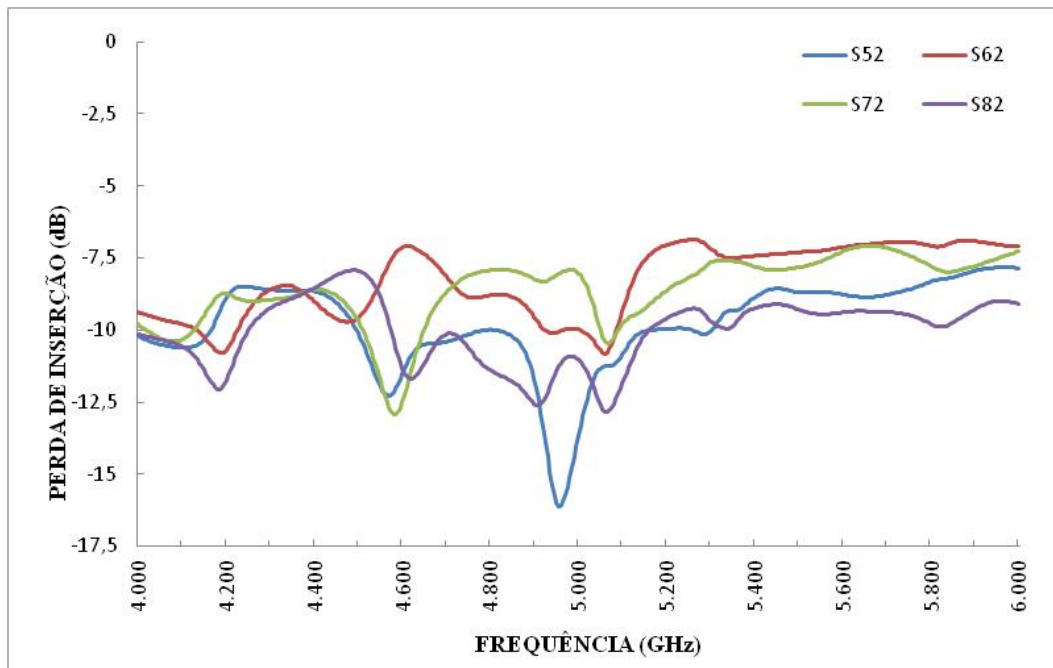


(a)

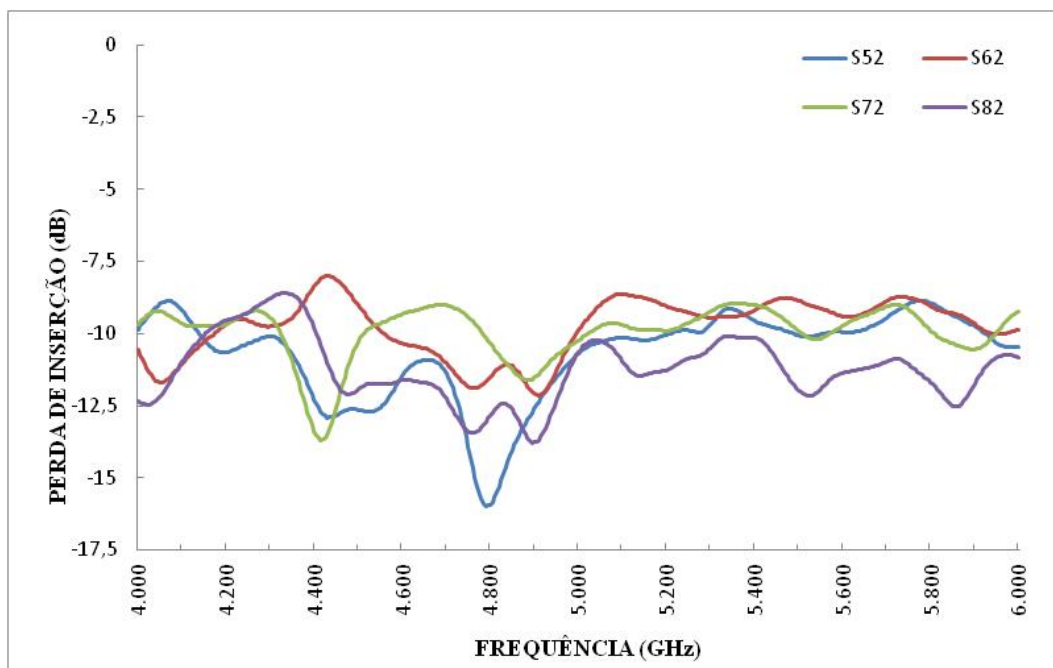


(b)

**Figura 88 - Comparação entre resultados simulados e medidos na transmissão da porta 1 para as portas de "array" da lente da Figura 75. (a)  $S_{81}$ ; (b) diferença de fase entre as portas 7 e 8.**

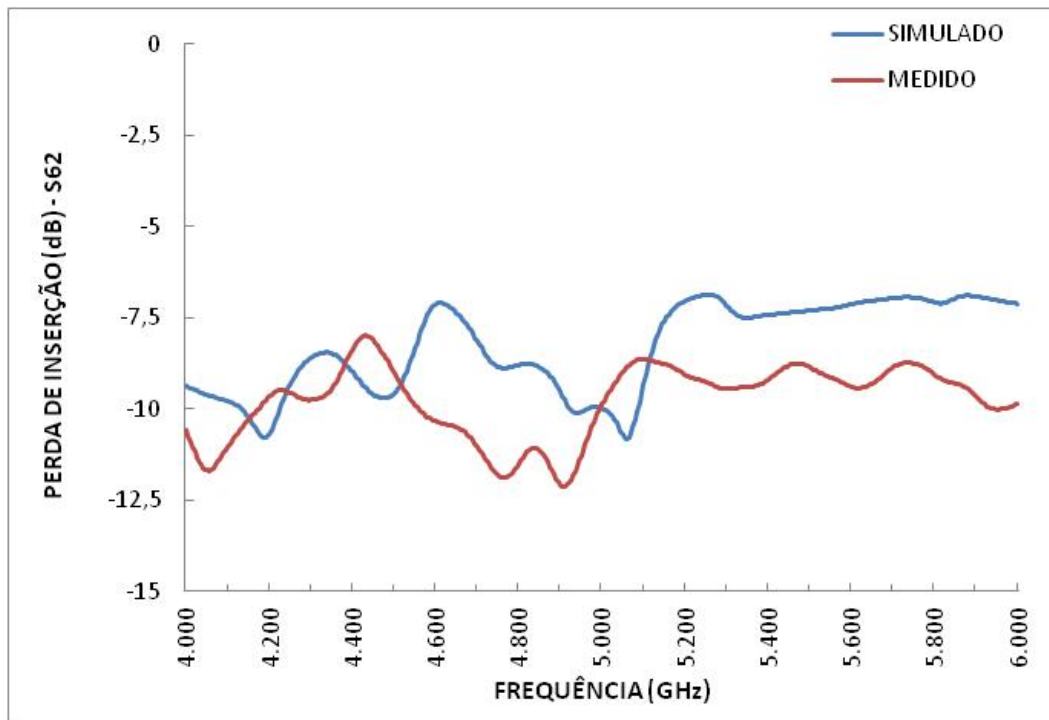


(a)

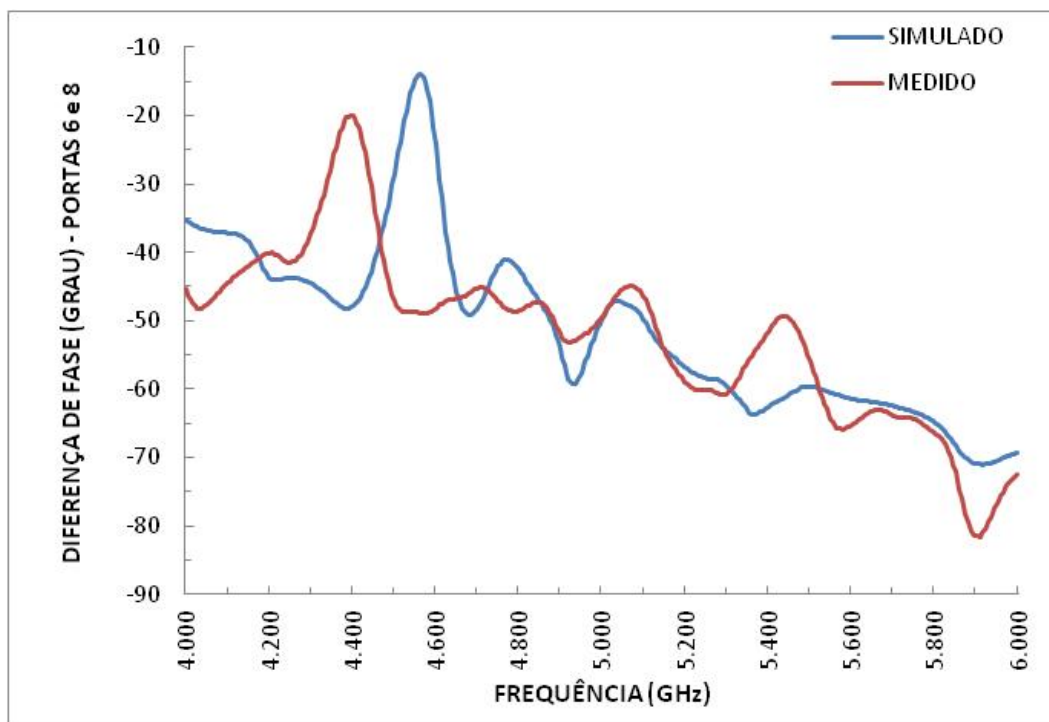


(b)

**Figura 89 - Perda de inserção na transmissão da porta 2 para as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) simulado; (b) medido.**



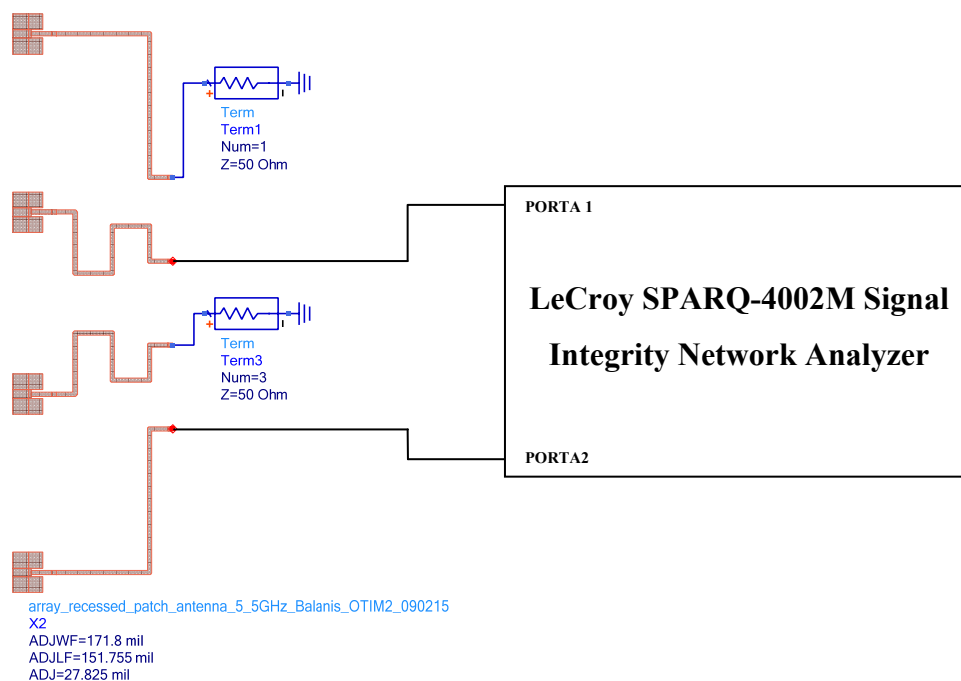
(a)



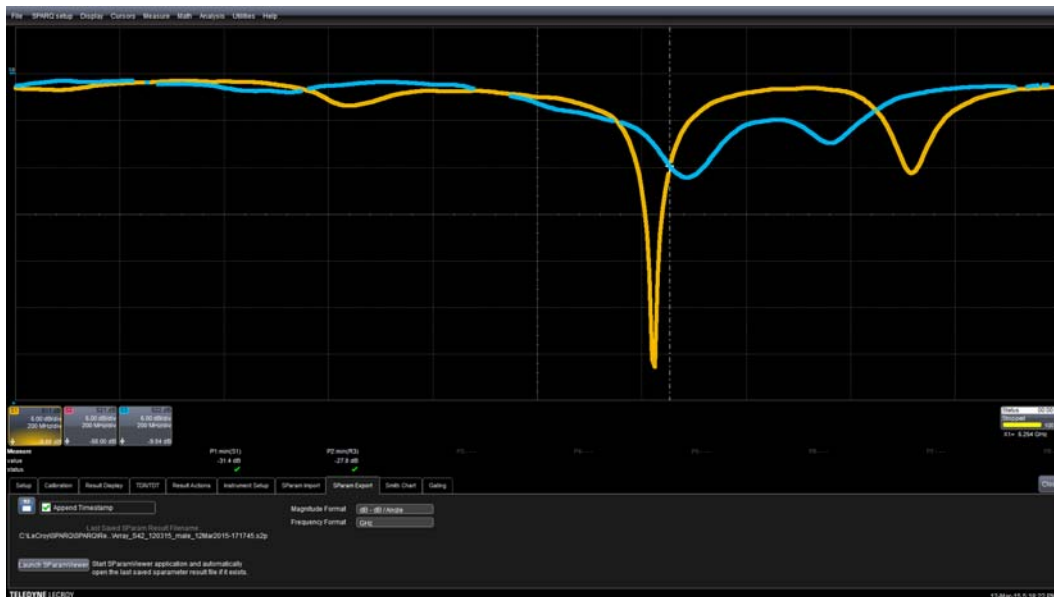
(b)

**Figura 90 - Comparação entre resultados simulados e medidos na transmissão da porta 2 para as portas de "array" da lente da Figura 75. (a) S<sub>62</sub>; (b) diferença de fase entre as portas 6 e 8.**

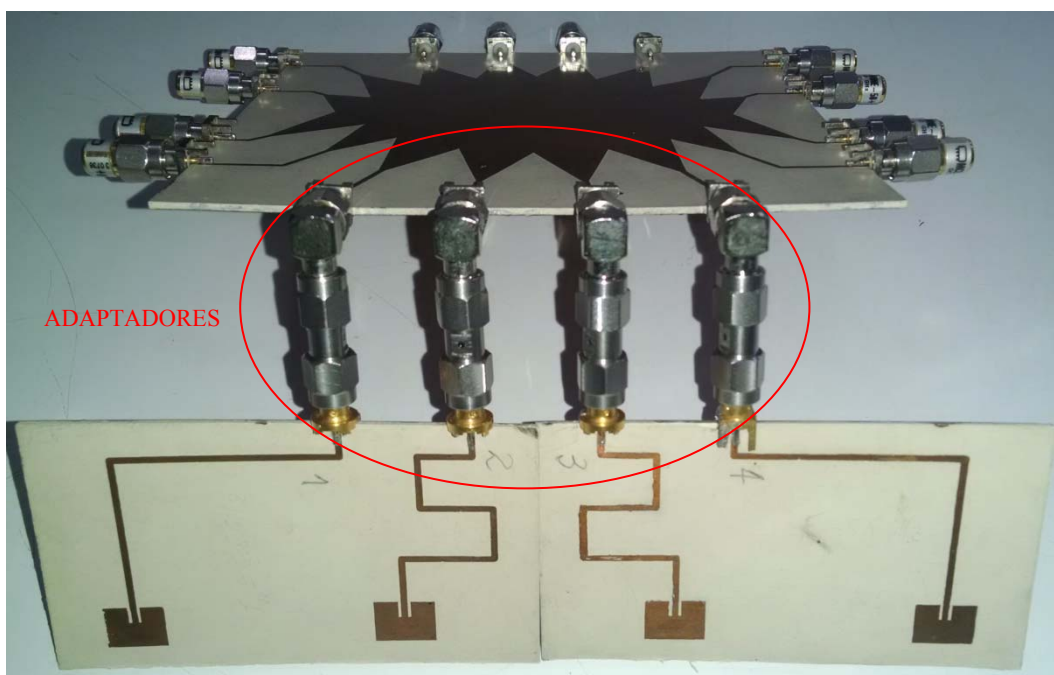
Em todas as medidas realizadas em cada antena do “array” de 5,5 GHz houve a preocupação de identificar a frequência para a melhor perda de retorno. Para essa situação a menor frequência encontrada foi na antena 2 e a maior na antena 4. A Figura 91 apresenta o diagrama para as medidas de perda de retorno dessas antenas ( $S_{22}$  e  $S_{44}$ ) efetuadas em laboratório e sem influências significativas do ambiente. Os resultados são mostrados na Figura 92, onde na frequência de 5,254 GHz foram marcadas as medidas nas antenas 2 e 4 por representar o ponto de interseção entre essas medidas na faixa de interesse. A perda de retorno das duas antenas nessa frequência foi de 9,85 dB. Essa será a frequência de teste para o levantamento do diagrama de radiação da lente de Rotman em “microstrip” conectada ao “array” de antenas, o que representa um deslocamento de aproximadamente de 250 MHz da frequência de projeto. Observa-se pelas medidas dos parâmetros S da lente da Figura 75, que os resultados ficaram deslocados de até 200 MHz.



**Figura 91 - Diagrama para medidas de  $S_{22}$  e  $S_{44}$  do “array” de antenas “microstrip” para 5,5 GHz.**



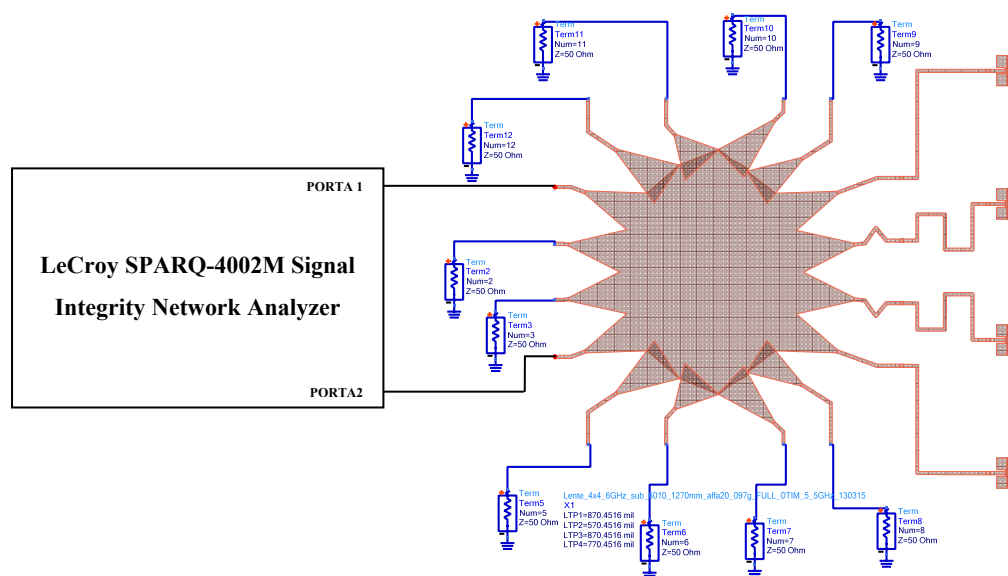
**Figura 92 – Perda de retorno das antenas 2 e 4 do “array” de 5,5 GHz.**



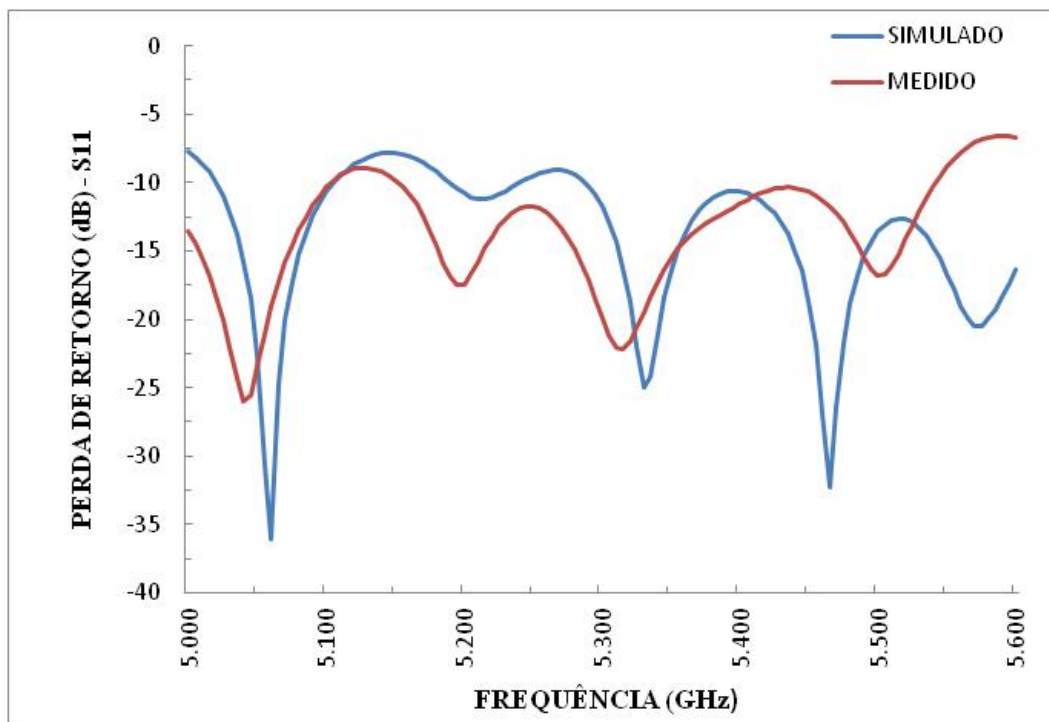
**Figura 93 – Protótipo da lente de Rotman em “microstrip” conectada ao “array” de antenas de 5,5 GHz.**

A necessidade de que cada conexão da lente ao “array” de antenas tivesse o mesmo comprimento elétrico foi observada na seleção dos adaptadores mostrados na Figura 93. Nas portas fantasmas foram utilizadas cargas Mini Circuits de 50  $\Omega$  para até 20 GHz.

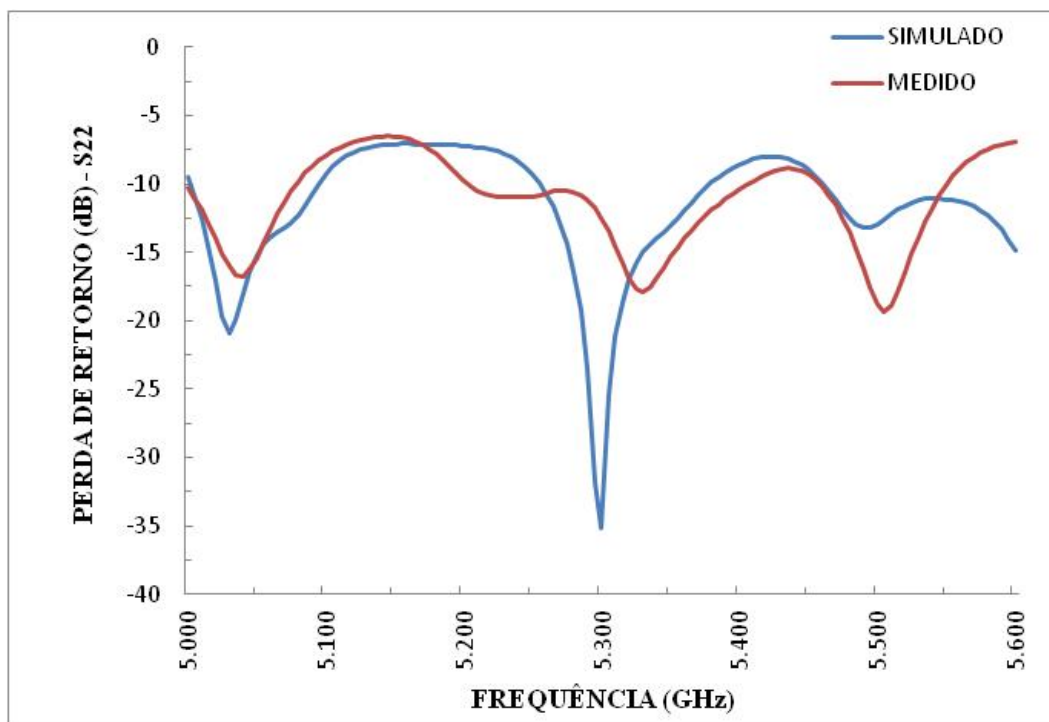
Considerando-se que o levantamento do diagrama de radiação será feito em 5,254 GHz, observa-se, que nessa frequência, as medidas de perda de retorno tiveram resultados melhores que 10 dB e a isolamento melhores que 20 dB, exceto para  $S_{41}$  com aproximadamente -15 dB. Esse foi o mesmo padrão de resultados obtidos nas simulações na frequência de 5,5 GHz, conforme pode ser visto nas Figura 95 e Figura 96, como também na Tabela 5.



**Figura 94 - Diagrama para medidas de perda de retorno ( $S_{11}$  e  $S_{44}$ ) e isolamento ( $S_{41}$ ) das portas de feixe do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 5,5 GHz.**

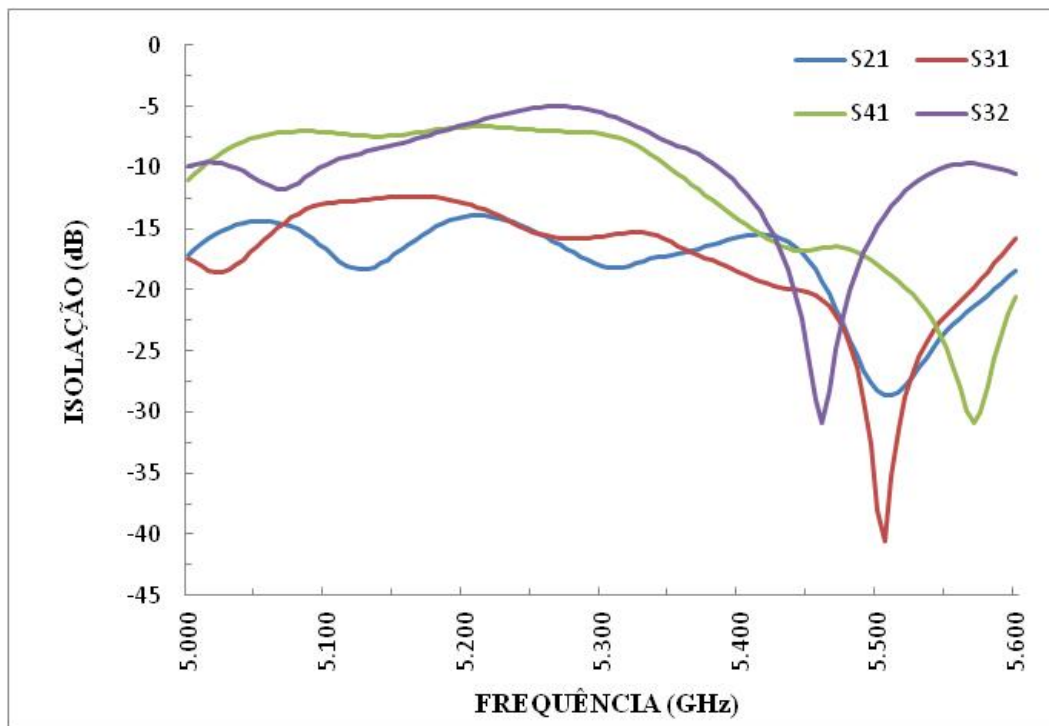


(a)

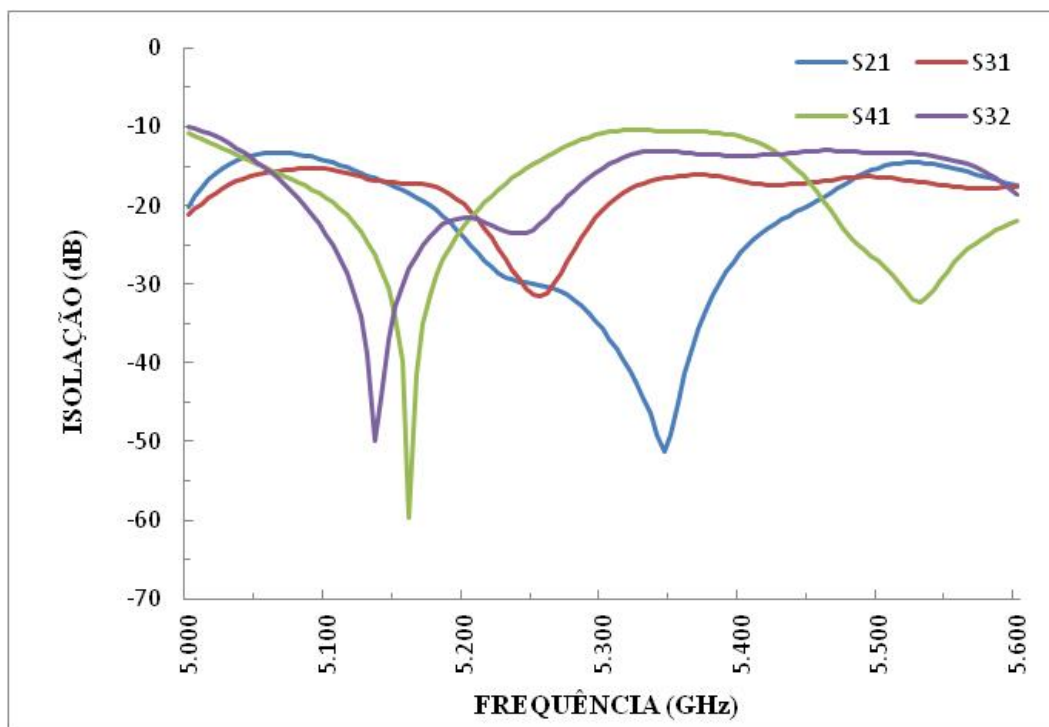


(b)

**Figura 95 - Comparação entre resultados simulados e medidos da perda de retorno das portas de feixe do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 5,5 GHz. (a)  $S_{11}$ ; (b)  $S_{22}$ .**

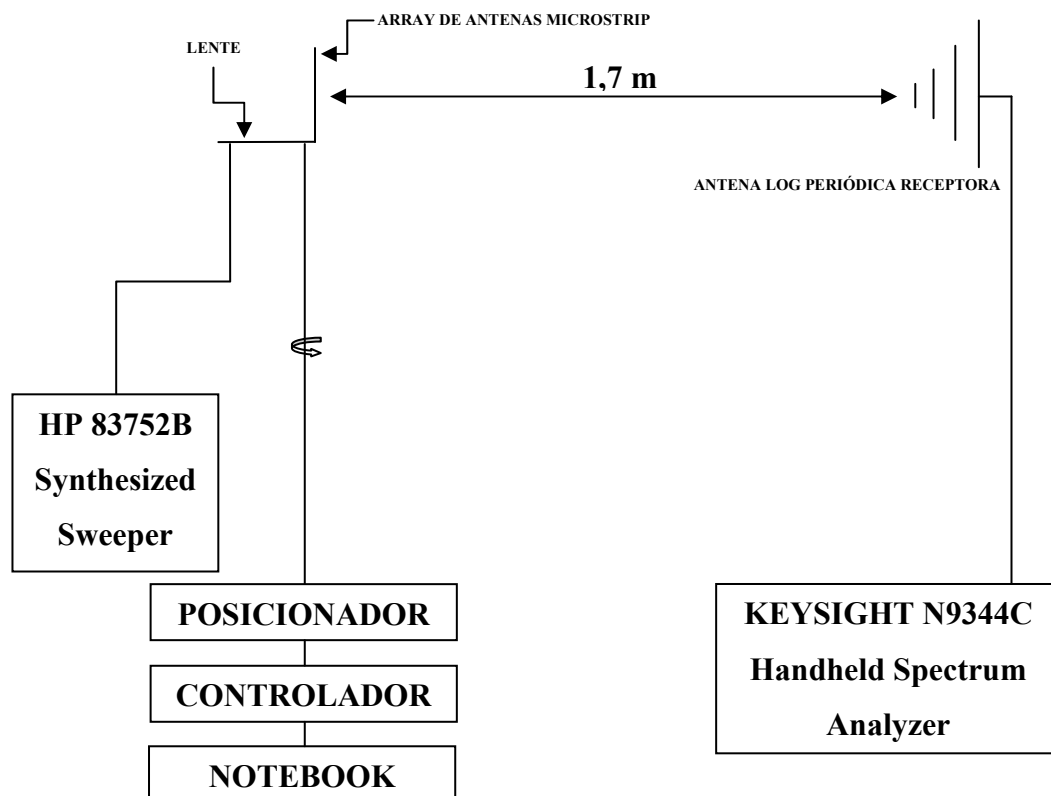


(a)



(b)

**Figura 96 – Isolação entre as portas de feixe do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 5,5 GHz. (a) simulado; (b) medido.**



**Figura 97 – Esquema de medidas para gerar o diagrama de radiação simplificado do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 5,5 GHz.**



**Figura 98 - Foto da bancada de testes para levantamento do diagrama de radiação simplificado do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 5,5 GHz.**

Antes de iniciar a montagem de uma bancada de testes para levantamento do diagrama de radiação é necessário definir a separação mínima ( $R$ ) entre o conjunto lente/"array" e a antena de referência, que garanta condições básicas para campo distante. Uma é através da redução dos efeitos do acoplamento indutivo entre as antenas transmissora e receptora dada por:

$$R \geq 10\lambda \quad [58]$$

Outra condição está em minimizar os efeitos da variação de fase entre as extremidades da antena receptora dado por:

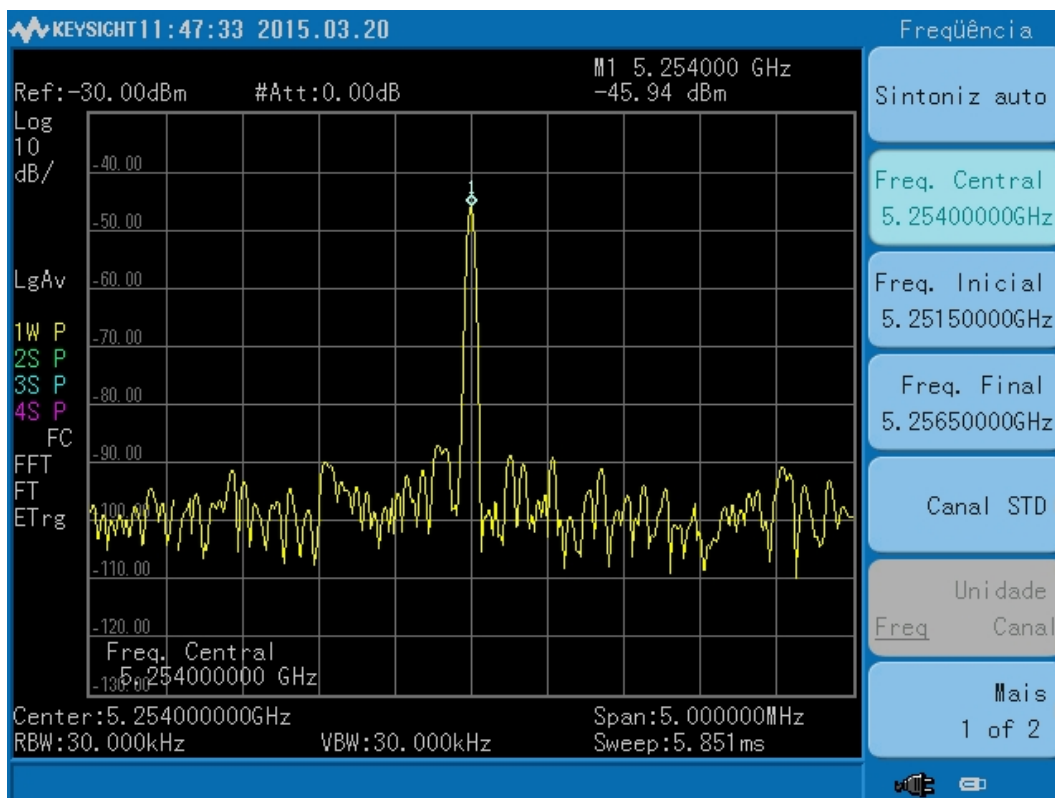
$$R \geq 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad [59]$$

onde  $D$  é a maior dimensão da antena.

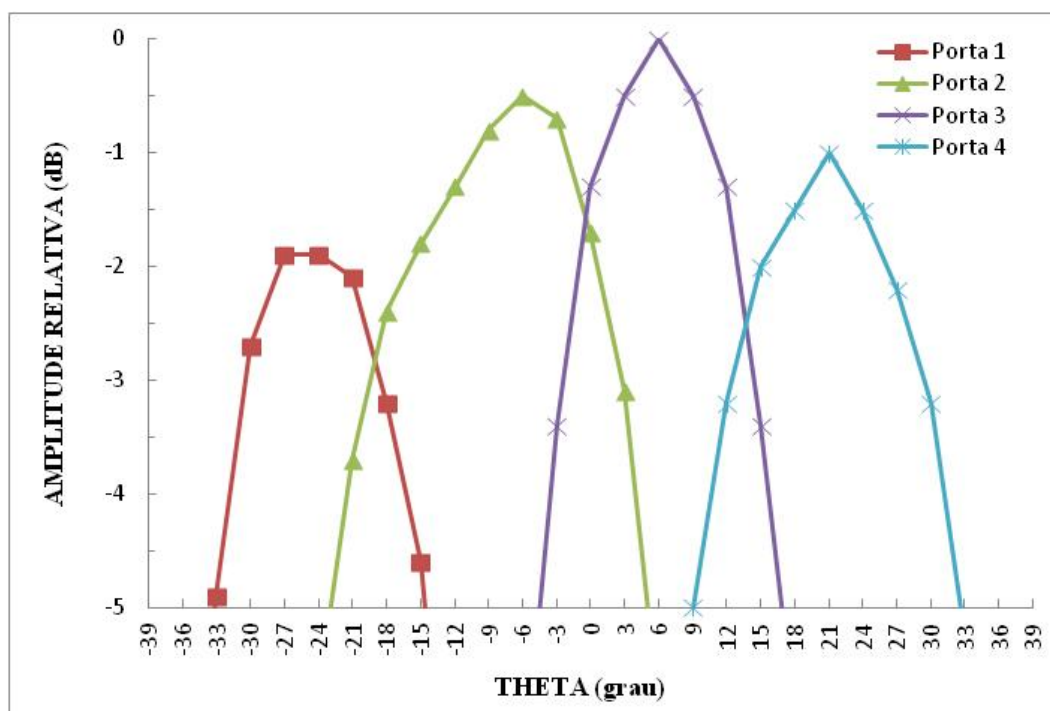
Para a frequência de 5,254 GHz, a condição dada pela equação [58] é de  $R \geq 57$  cm. Para a equação [59], considerando a utilização de uma antena log periódica com dimensão máxima de 18 cm, a condição é de  $R \geq 1,13$  m.

A Figura 97 apresenta o esquema de montagem para os testes de levantamento do diagrama de radiação do conjunto lente/"array", sendo fonte transmissora o "HP83752B Synthesized Sweeper" e receptor o "KEYSIGHT N9344C Handheld Spectrum Analyzer". Para controle do posicionamento do conjunto lente/"array" foram utilizados posicionador, controlador e notebook do sistema de medição de antenas LabVolt 9553. A Figura 98 mostra a foto da bancada de teste para essas medições e a Figura 99 mostra o ponto de máxima potência recebida pelo analisador de espectro com o gerador conectado na porta 2.

Com os dados das medições consolidados, foi gerado o diagrama de radiação simplificado do conjunto lente/"array" mostrado na Figura 100, onde os picos para os sinais inseridos nas portas de 1 a 4 ocorreram em  $-24^\circ$ ,  $-6^\circ$ ,  $6^\circ$  e  $21^\circ$ , respectivamente. Observa-se, que essas medições estão compatíveis com os resultados das simulações, mostrados na Figura 73, e também com os cálculos de direcionamento do feixe da lente, mostrados na Figura 45(b).



**Figura 99 - Ponto de máxima potência recebida para sinal injetado na porta 2 com direcionamento de feixe de  $-6^\circ$ .**



**Figura 100 - Diagrama de radiação simplificado em 5,254 GHz do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas.**

#### 4.4.

#### **Adaptação do direcionamento do feixe da lente de Rotman com alterações no espaçamento entre antenas do “array”**

O projeto de lente de Rotman em “microstrip” com o substrato Rogers RT/duroid 6010 foi inicialmente especificado no item 4.2 para uma varredura no feixe de  $\pm 30^\circ$  com  $\psi = \alpha = 30^\circ$ . Com a limitação física do substrato, optou-se durante o desenvolvimento do projeto, trabalhar com  $\psi = \alpha = 20^\circ$  para melhorar os resultados de isolamento entre as portas de feixe. Essa decisão foi tomada com base em um dos fundamentos teóricos de “phased array” dado através da equação [3], que pode ser reescrita apropriadamente da seguinte forma:

$$\sin\theta = \frac{\phi\lambda}{2\pi d} \quad [60]$$

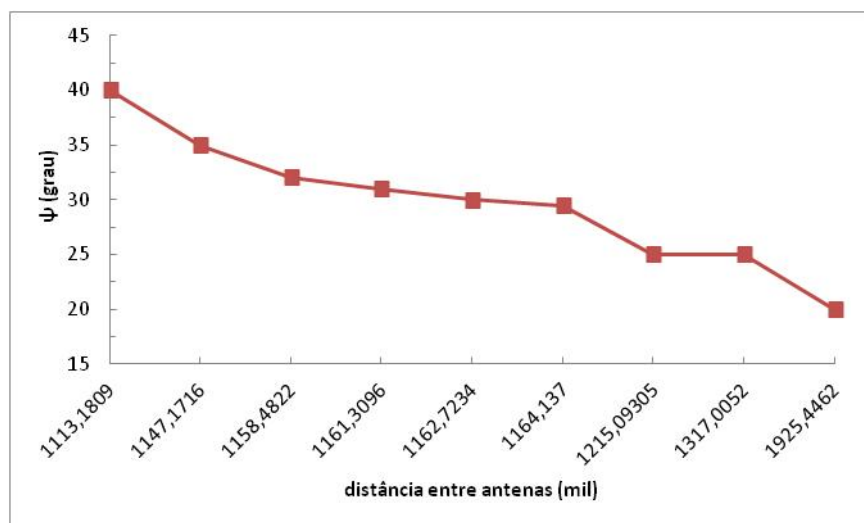
onde  $\theta$  equivale ao  $\psi$  da lente de Rotman. Como será utilizada a mesma lente, observa-se para um sinal inserido em uma porta de feixe, que a diferença de fase  $\phi$  entre duas portas de “array” não será alterada com modificações no “array” de antenas. Então, pela equação [60], verifica-se que, em uma determinada frequência, sendo o espaçamento  $d$  entre as antenas do “array” menor, o ângulo  $\theta$  será maior e consequentemente a varredura do feixe também.

É importante observar que há diferenças entre os “arrays” de antenas empregados com base nos fundamentos do “phased array” e os da lente de Rotman. No “phased array” o espaçamento e a diferença de fase entre as antenas adjacentes são iguais, enquanto que na lente de Rotman não.

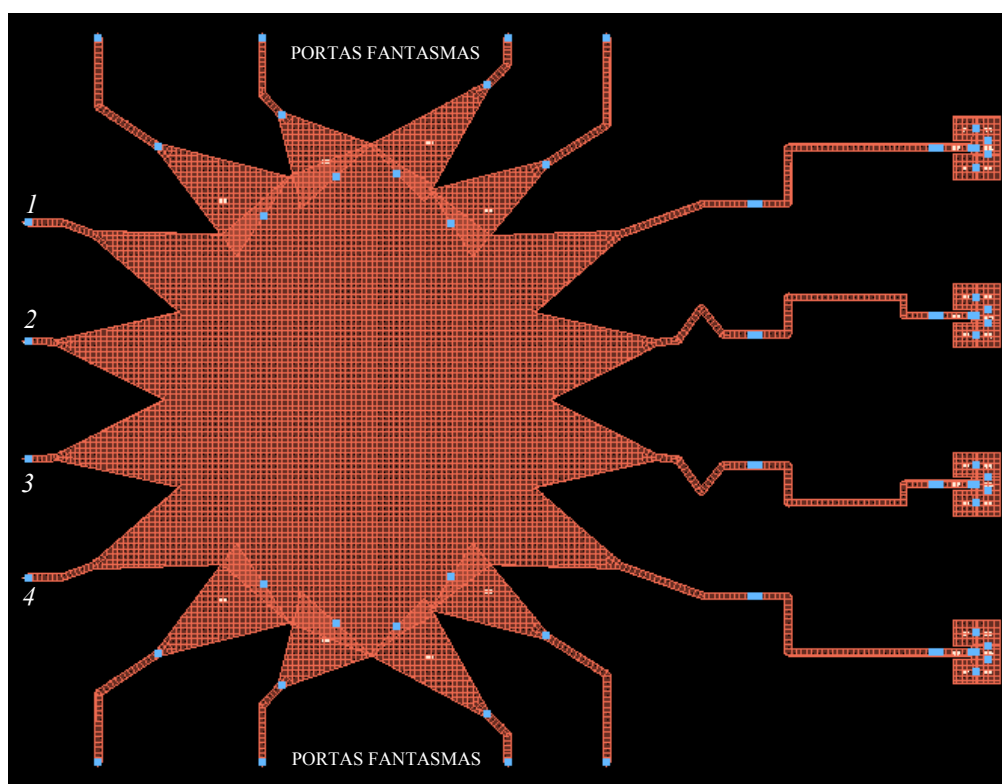
Embora não tenha aplicação direta nas alterações que serão realizadas no “array” de antenas mostrado na Figura 64, a equação [60] foi tomada como referência para a primeira implementação no ADS. Da relação entre  $\sin 30^\circ$  e  $\sin 20^\circ$  tirou-se o novo espaçamento entre as antenas do “array” a ser simulado no ADS. Nessa e nas demais simulações, passou-se a utilizar “array” de antenas com espaçamento equidistantes. Como um resumo das simulações para alcançar  $\psi = 30^\circ$ , o gráfico da Figura 101 apresenta as alterações da varredura de feixe como função da distância entre as antenas.

O “layout” da Figura 102 mostra a lente com o “array” de antenas “microstrip” de 5,5 GHz modificado para atender uma varredura de feixe de  $\pm 30^\circ$ . O diagrama de radiação simplificado produzido com resolução de  $1^\circ$  pelo

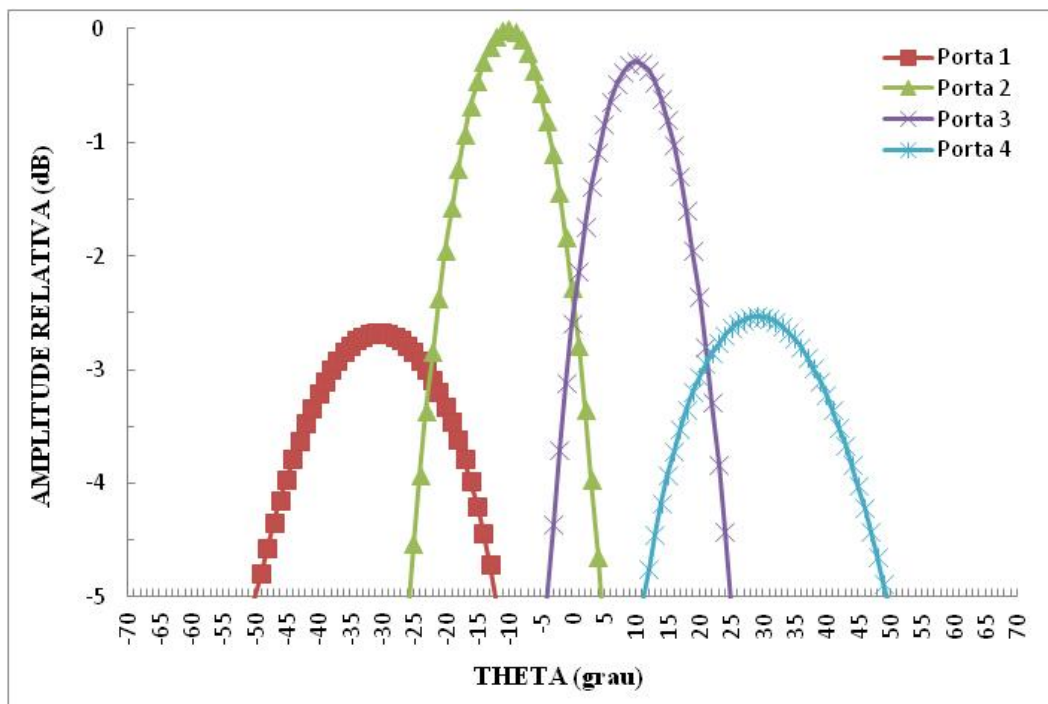
ADS 2015 é mostrado na Figura 103. Observa-se que os picos para os sinais inseridos nas portas de 1 a 4 ocorreram em  $-31^\circ$ ,  $-10^\circ$ ,  $10^\circ$  e  $29^\circ$ , respectivamente.



**Figura 101 - Resultados de simulação: gráfico de alteração do direcionamento do feixe da lente de Rotman ( $\psi$ ) em função da distância entre antenas do "array".**



**Figura 102 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" com distância entre antenas do "array" alteradas para atender uma variação do direcionamento do feixe de  $\pm 30^\circ$ .**



**Figura 103 - Diagrama de radiação simplificado da simulação do "layout" da Figura 102 com variação do direcionamento do feixe de  $\pm 30^\circ$ .**

#### 4.5. Comentários

Ao longo do presente capítulo foram avaliadas as lentes de Rotman utilizando substratos Rogers RT/duroid 6010 com espessuras de 1,27 mm e 1,9 mm associados a nova metodologia proposta. As dimensões dos “tapers” descritas no Capítulo 3 foram inicialmente mantidas. Destaca-se a inclusão das linhas microstrip de acesso aos “arrays” de antenas com os comprimentos  $W$  definidos a partir dos cálculos do parâmetro  $\eta$  obtido da manipulação matemática das equações [40] e [42] e da coordenada  $(x,y)$  correspondente à uma determinada porta de “array” do “layout” da lente em desenvolvimento. Ressalta-se, que a faixa de frequência do projeto é utilizada em radares "phased array" (banda C) para detecção de alvos em 3D.

As avaliações utilizaram simulação eletromagnética e co-simulação através da ferramenta computacional ADS. Os “tapers” das portas fantasmas tiveram seus

comprimentos parametrizados para otimização via ADS em função dos resultados dos parâmetros S relativos à perda de retorno e isolamento das portas. Em seguida, foram projetadas antenas “microstrip” (patch) para frequências em torno de 5 GHz. Um dos modelos foi selecionado para ser utilizado no “array” de saída da lente. Na etapa seguinte, a antena que apresentou melhor resultado foi associada às linhas “microstrip” formando um “array” de transmissão para uma etapa de co-simulação e otimização. A partir destes resultados, duas placas foram realizadas: Uma placa contendo o “array” de antenas e as linhas de acesso. A outra placa foi realizada com a lente propriamente dita. A utilização de duas placas foi justificada em detalhes devido à limitação dos substratos disponíveis. Outro resultado intermediário de grande importância foi o diagrama de radiação obtido da simulação no ADS via pós-processamento do campo distante associado ao conjunto lente, portas de feixe e “array”, linhas “microstrip” e antenas “patch” indicado na Figura 72.

A partir de um modelo otimizado do conjunto, um protótipo foi dimensionado e realizado. Um conjunto de medições das perdas de retorno das portas de feixe, da isolamento entre essas portas e dos diagramas de radiação associado a cada porta de feixe foi ativado. Os resultados obtidos reproduzem de forma bastante próxima as simulações apresentadas. As Figuras 93 até a 100 ilustram as etapas de medição.

O presente capítulo é concluído com uma técnica para atingir a varredura de feixe de  $\pm 30^\circ$ , inicialmente especificada para o projeto. É realizada uma adaptação do direcionamento do feixe da lente de Rotman com alterações no espaçamento entre antenas do “array” tendo como base os princípios fundamentais de “phased array”.

## 5

### Lente de Rotman em "microstrip" para aplicação na futura telefonia móvel 5G

Ao longo do presente capítulo um conjunto de lentes com  $\psi = \alpha = 30^\circ$ ,  $g_{ótimo} = 1,137$ , configuradas com 4 portas de feixe e 4 portas de “array” utilizando o substrato Rogers RT/duroid 6010 com as espessuras de 0,127, 0,254, 0,381, 0,635 mm e 1,27 mm são simuladas e avaliadas na frequência em torno de 28 GHz. Os valores das perdas de retorno nas portas e da isolação entre estas portas são também avaliados em função dos comprimentos dos “tapers” com uma abertura previamente definida. Simultaneamente, uma antena “microstrip” (“patch”) é projetada para a mesma frequência de 28 GHz juntamente com uma estrutura de acesso para excitar um conjunto formado por quatro antenas similares ao modelo projetado. Todos estes elementos são associados para formar uma lente de Rotman operando em torno de 28 GHz. Uma etapa de co-simulação e otimização é ativada e o resultado descrevendo as características das portas de entrada, isolações e o diagrama de radiação obtido são utilizados na realização de um protótipo. A montagem do protótipo é então descrita e um conjunto de medições na faixa de 27 a 29 GHz é apresentado e avaliado.

#### 5.1. Introdução

É de conhecimento público que muitas das tecnologias empregadas no dia-a-dia das pessoas são de origem militar. Como exemplo, pode-se citar o forno de micro-ondas criado a partir da percepção do engenheiro Percy Spencer ao trabalhar com dispositivos de radares. Ele observou uma barra de chocolate derreter em seu bolso e concluiu que esse efeito foi causado pelas ondas

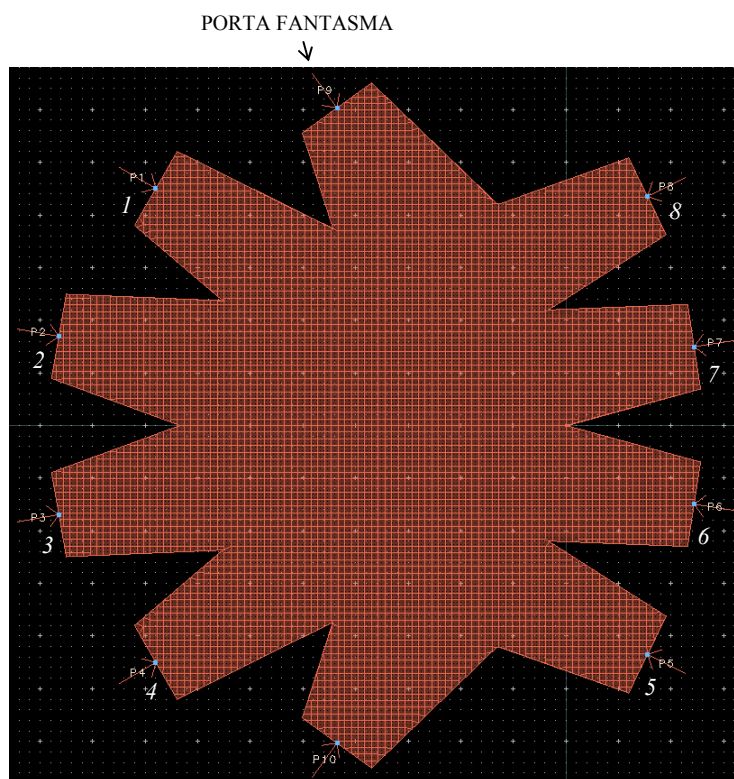
eletromagnéticas geradas pelas magnetrons. Isso ocorreu em 1945, no início da Guerra Fria. Há outros exemplos, como o GPS e até mesmo o computador.

A necessidade da telefonia móvel em atender o crescimento da demanda de tráfego de dados, onde uma infinidade de dispositivos fica quase permanentemente conectada realizando diversos serviços inteligentes, tais como, pagamentos de contas, compras "online", medições sem fio, monitoramento de infraestruturas críticas e controle de equipamentos residenciais por acesso remoto, formando assim diversas redes. Hoje, essa evolução leva o nome de "Internet das Coisas", que necessita de bandas cada vez mais largas para o tráfego de dados. O grande desafio da futura telefonia móvel 5G é tornar isso realidade com pesquisas sendo desenvolvidas na faixa das ondas milimétricas. Para isso novamente a história se repete, como demonstrou a Samsung no desenvolvimento do protótipo de um transceptor 5G em 28 GHz ao empregar antenas com tecnologia "phased array", originalmente utilizadas em radares militares [Rappaport et al, 2014].

O potencial de substituição dos defasadores tradicionalmente empregados em sistemas "phased array" por lentes de Rotman em "microstrip" de mais baixo custo motivou o projeto desse dispositivo para aplicação na mesma frequência do protótipo do transceptor 5G da Samsung (Figura 1).

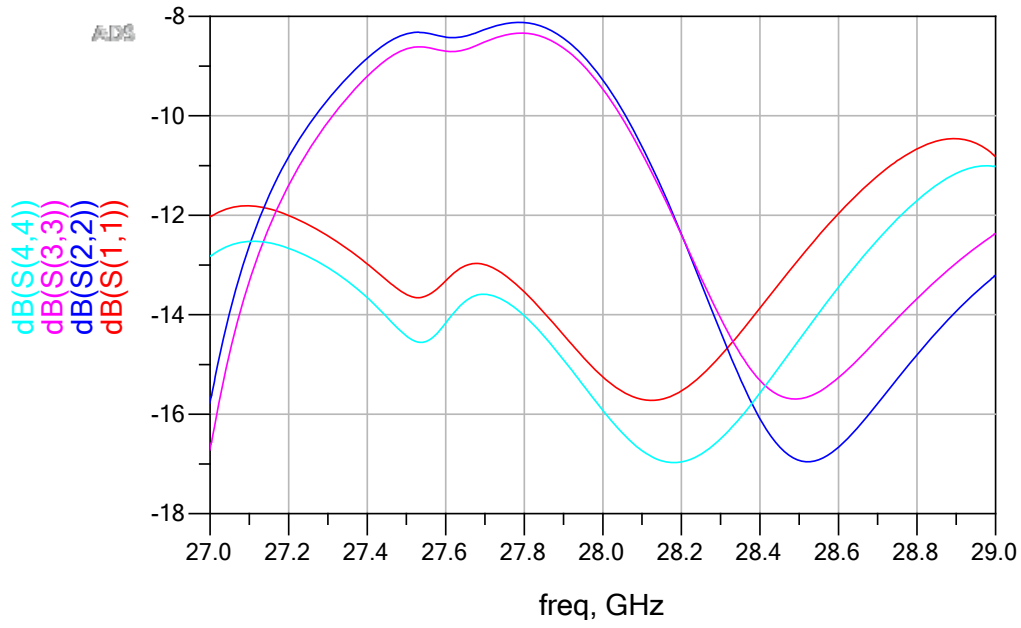
## 5.2. Projeto

Para esse projeto, exceto pela faixa de frequência que será de 27 a 29 GHz, foram mantidas as mesmas especificações iniciais dos projetos anteriores, ou seja, uma lente com  $\psi = \alpha = 30^\circ$ ,  $g_{ótimo} = 1,137$ , utilizando 4 portas de feixe (portas 1 a 4) e 4 portas de "array" (portas 5 a 8). A Figura 104 mostra o primeiro "layout" simulado com o substrato Rogers RT/duroid 6010 de espessura  $T_d = 1,27$  mm e metalização  $T_c = 35$   $\mu\text{m}$ . Os "tapers" foram inicialmente caracterizados com  $A_t = L = \lambda$ . Os resultados dessa simulação demonstraram que essa espessura de substrato não atenderia ao projeto.

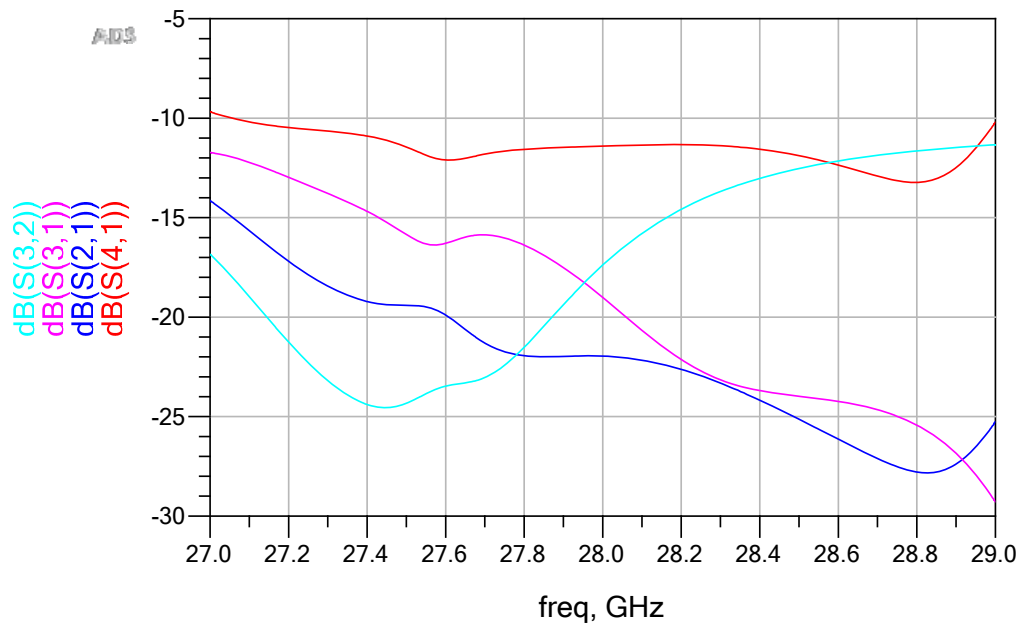


**Figura 104 - "Layout" inicial para projeto com  $\psi = \alpha = 30^\circ$  e “tapers” com  $A_t = L = \lambda$ . Substrato utilizado: Rogers RT/duroid 6010 com  $\varepsilon_r = 10,2$ ,  $T_d = 1,27$  mm e  $T_c = 35$   $\mu\text{m}$ .**

Considerando a disponibilidade do substrato Rogers RT/duroid 6010 no CETUC/PUC-Rio, foram realizadas simulações adicionais com  $T_d$  de 0,127, 0,254, 0,381 e 0,635 mm, sendo esse último com  $T_c = 35 \mu\text{m}$  e os demais com  $T_c = 17,5 \mu\text{m}$ . Os resultados mais relevantes e promissores foram obtidos com  $T_d$  de 0,254 e 0,381 mm, principalmente para perda de retorno e isolamento. Para  $T_d = 0,254$  mm, a Figura 105 mostra os resultados de perda de retorno e isolamento das portas de feixe, a Figura 106 apresenta os mesmos resultados das portas de “array” e a Figura 107 mostra os resultados de transmissão das portas de feixe 1 e 2. Os mesmos resultados para  $T_d = 0,381$  mm são mostrados nas Figuras 108, 109 e 110.

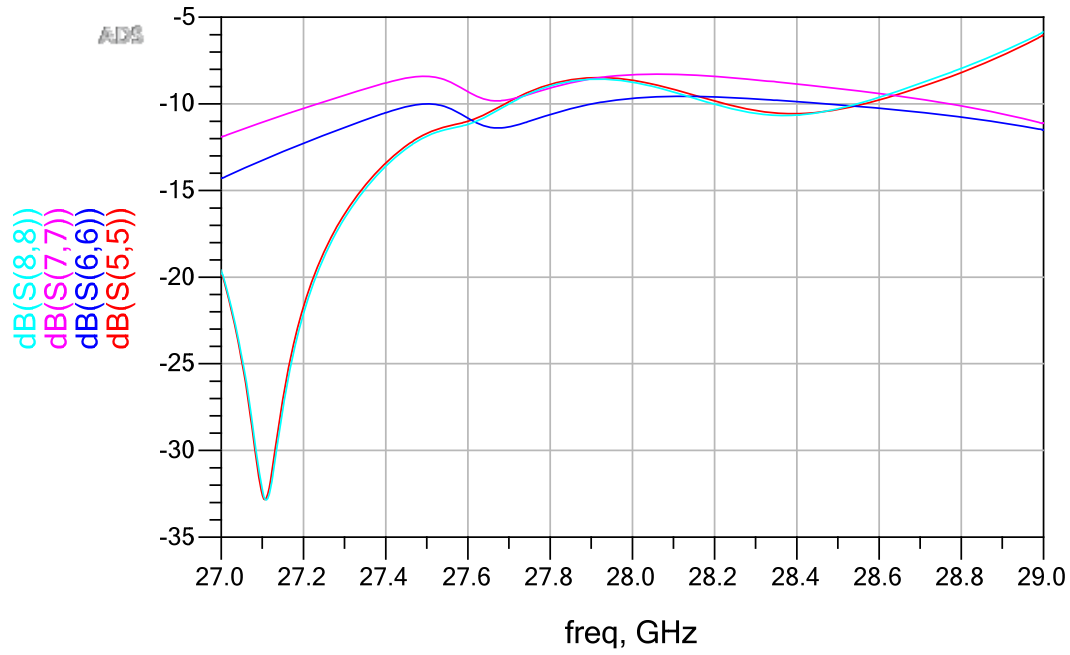


(a)

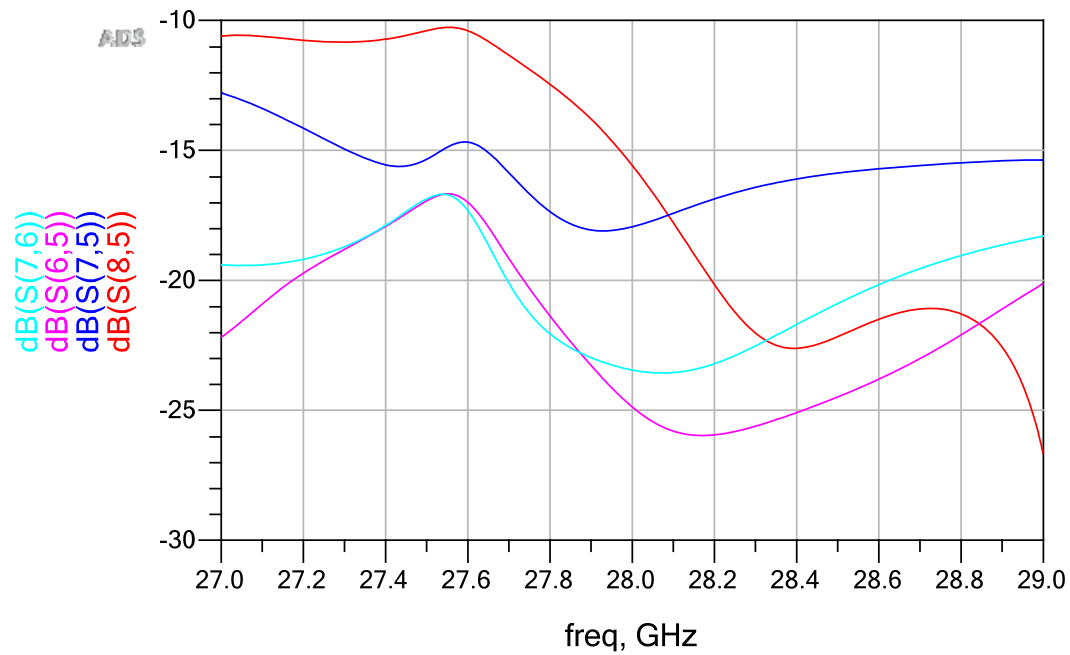


(b)

**Figura 105 - Portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = L = \lambda$  para o substrato de  $T_d = 0,254$  mm e metalização de  $T_c = 17,5$   $\mu\text{m}$ . (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

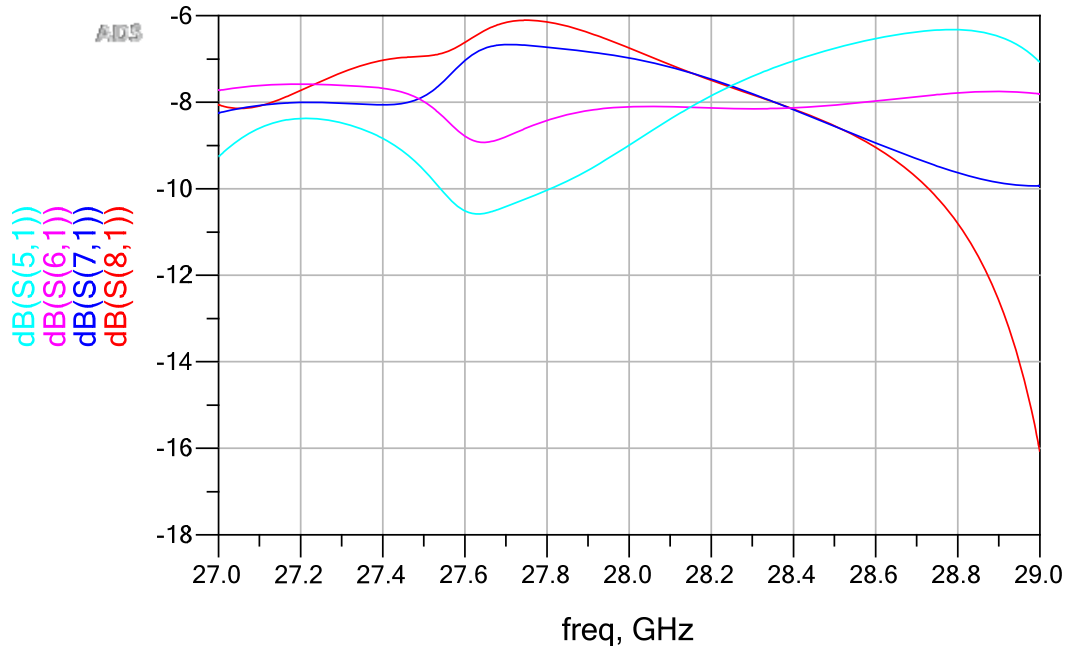


(a)

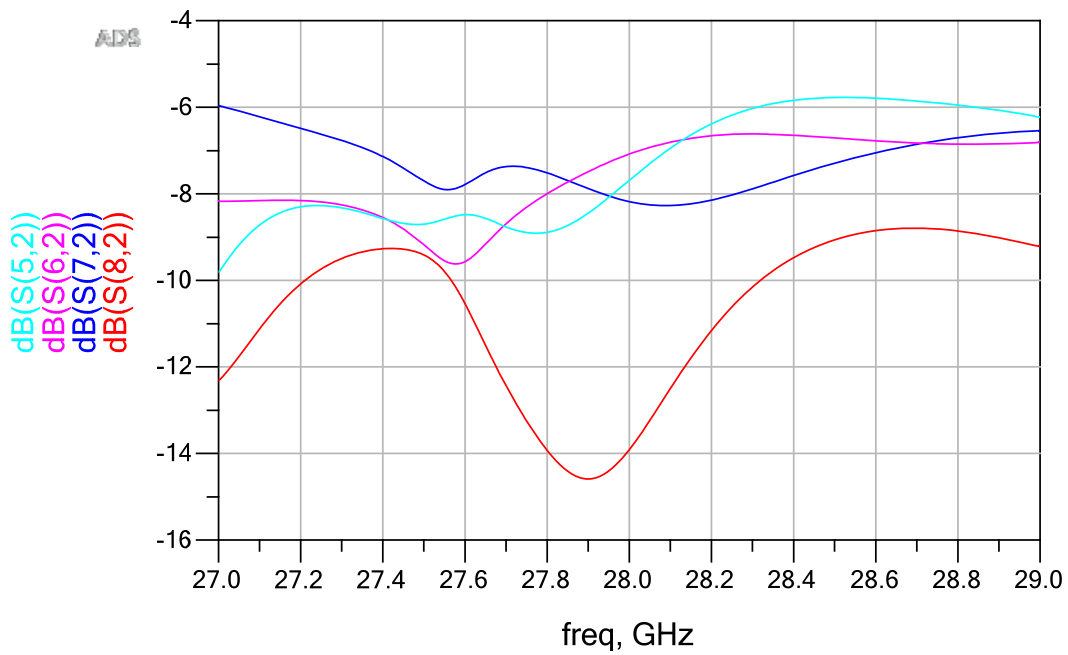


(b)

**Figura 106 - Portas de “array”: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = L = \lambda$  para o substrato de  $T_d = 0,254$  mm e metalização de  $T_c = 17,5$   $\mu$ m. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

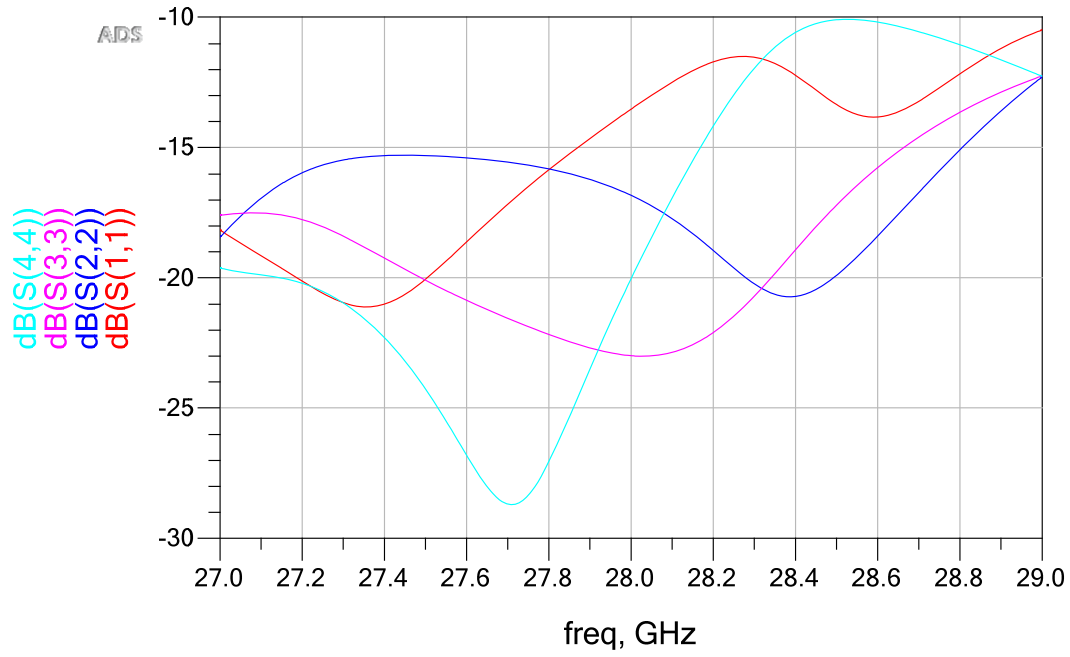


(a)

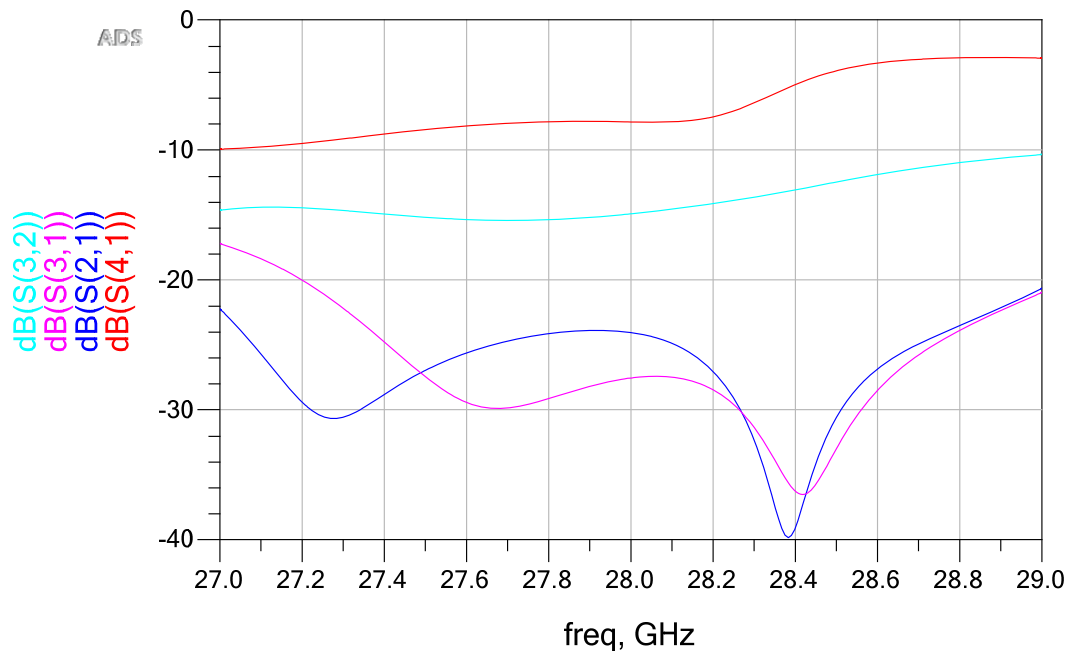


(b)

**Figura 107 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = L = \lambda$  para o substrato de  $T_d = 0,254$  mm e metalização de  $T_c = 17,5$   $\mu\text{m}$ . (a) Porta 1; (b) Porta 2.**

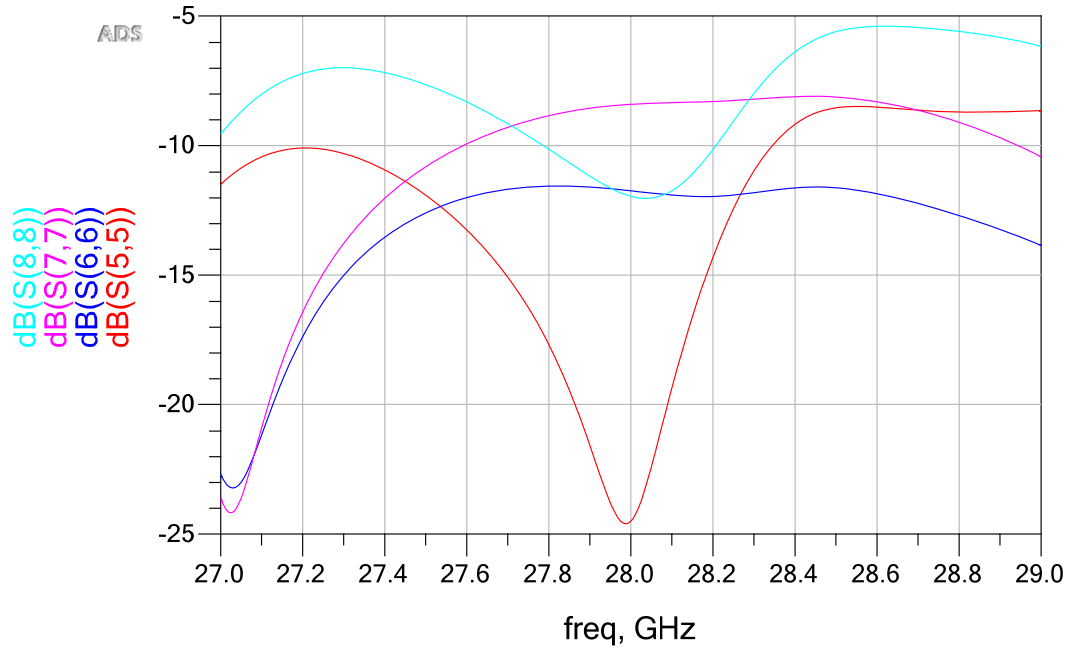


(a)

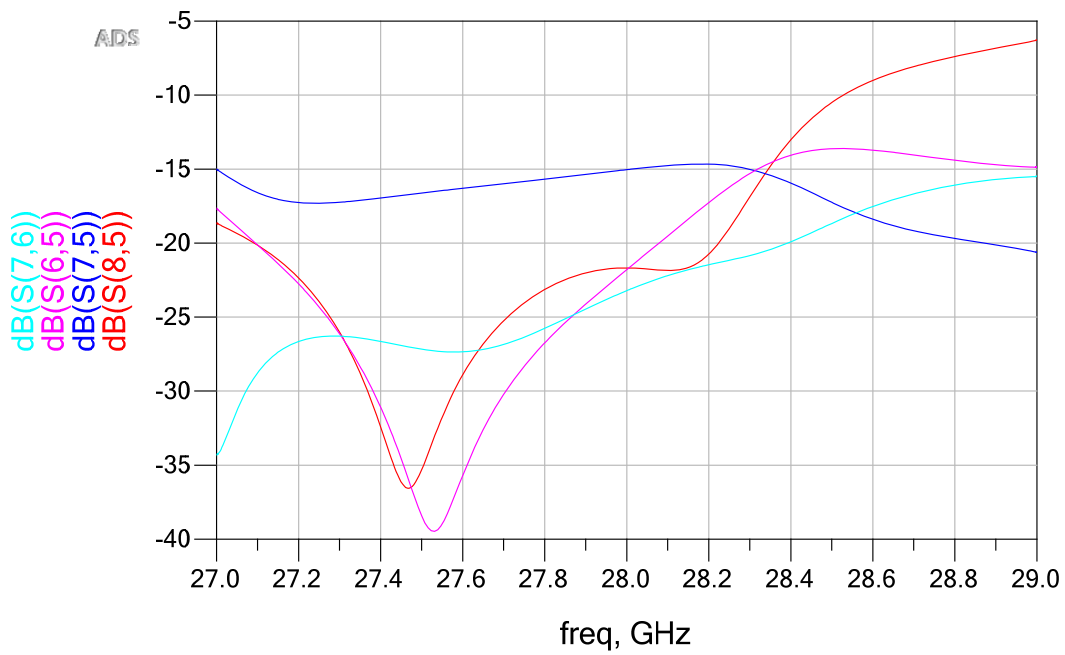


(b)

**Figura 108 - Portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = L = \lambda$  para o substrato de  $T_d = 0,381$  mm e metalização de  $T_c = 17,5$   $\mu\text{m}$ . (a) perda de retorno; (b) isolamento.**

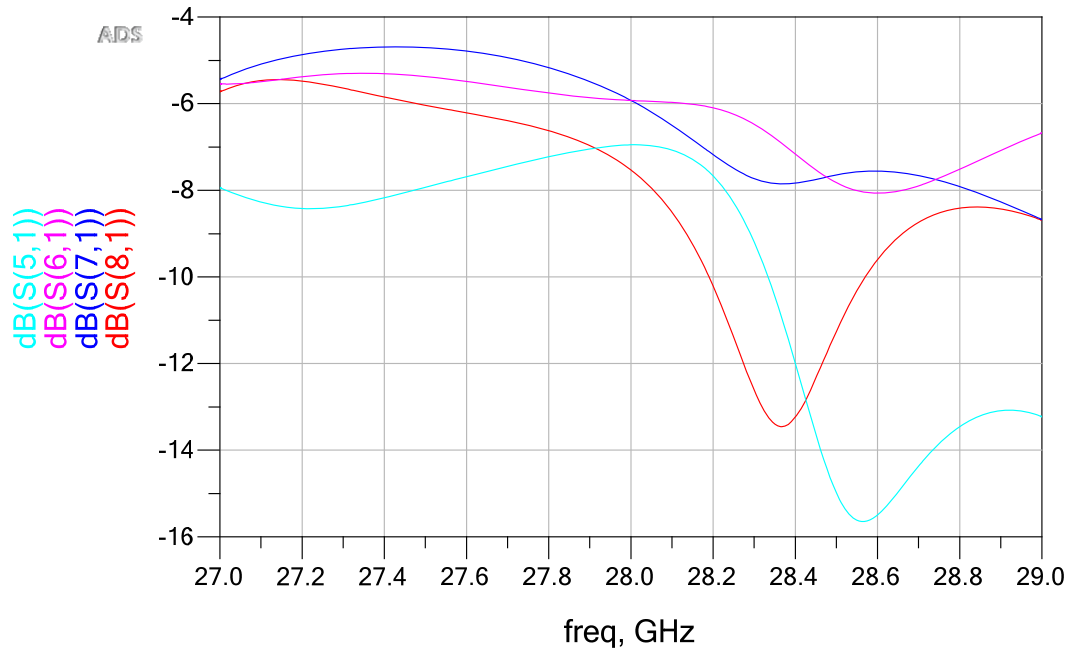


(a)

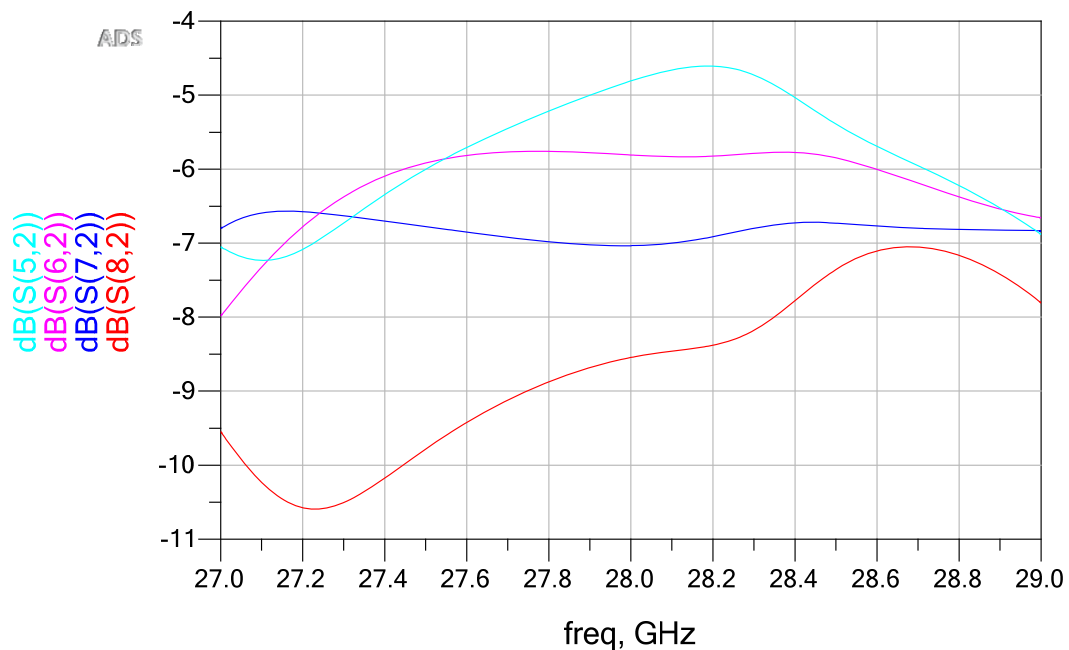


(b)

**Figura 109 - Portas de “array”: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = L = \lambda$  para o substrato de  $T_d = 0,381$  mm e metalização de  $T_c = 17,5$   $\mu\text{m}$ . (a) perda de retorno; (b) isolamento.**



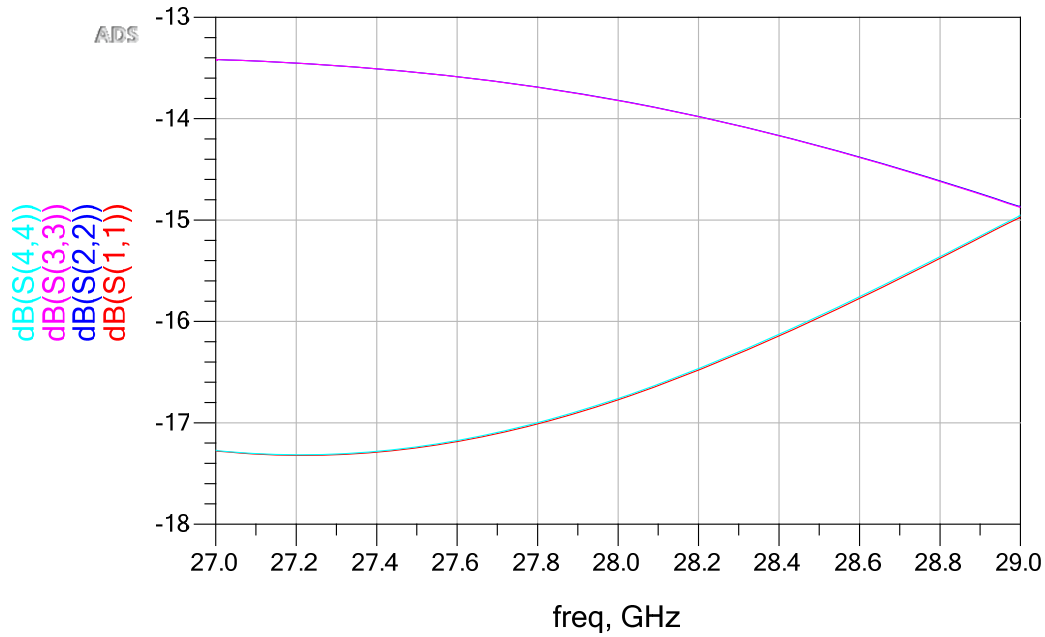
(a)



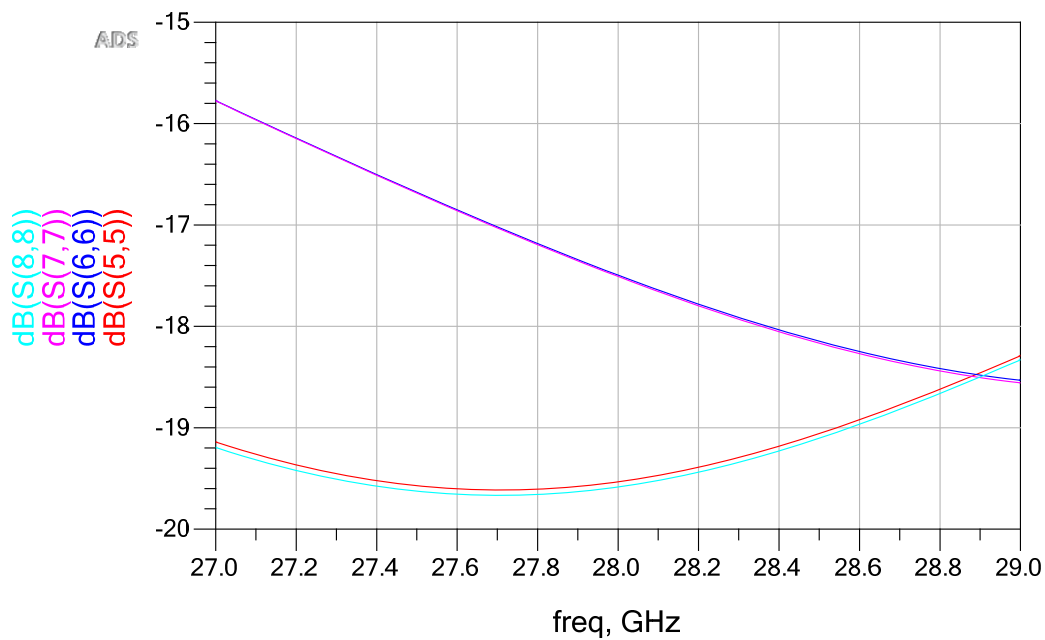
(b)

**Figura 110 - Transmissão pelas portas de feixe: resultados da simulação com “tapers” de  $A_t = L = \lambda$  para o substrato de  $T_d = 0,381$  mm e metalização de  $T_c = 17,5$   $\mu\text{m}$ . (a) Porta 1; (b) Porta 2.**

Além dos bons resultados iniciais, a escolha do substrato com espessura de 0,381 mm também foi influenciada por aspectos práticos, pois substratos com espessuras inferiores seriam mais frágeis ao serem manipulados e as linhas de 50  $\Omega$  mais estreitas dificultariam a colocação de conectores.



(a)

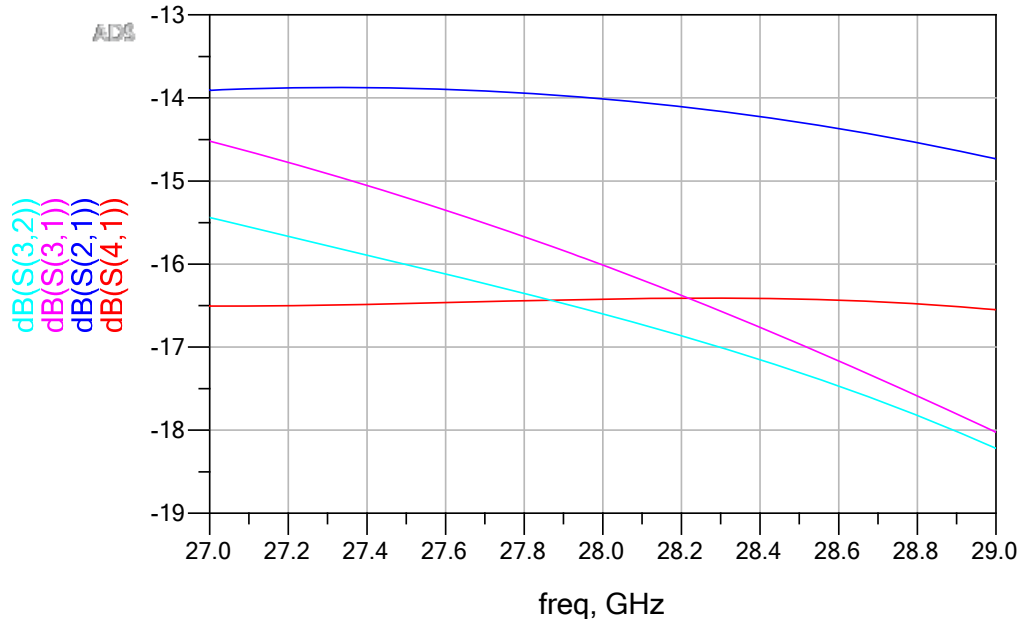


(b)

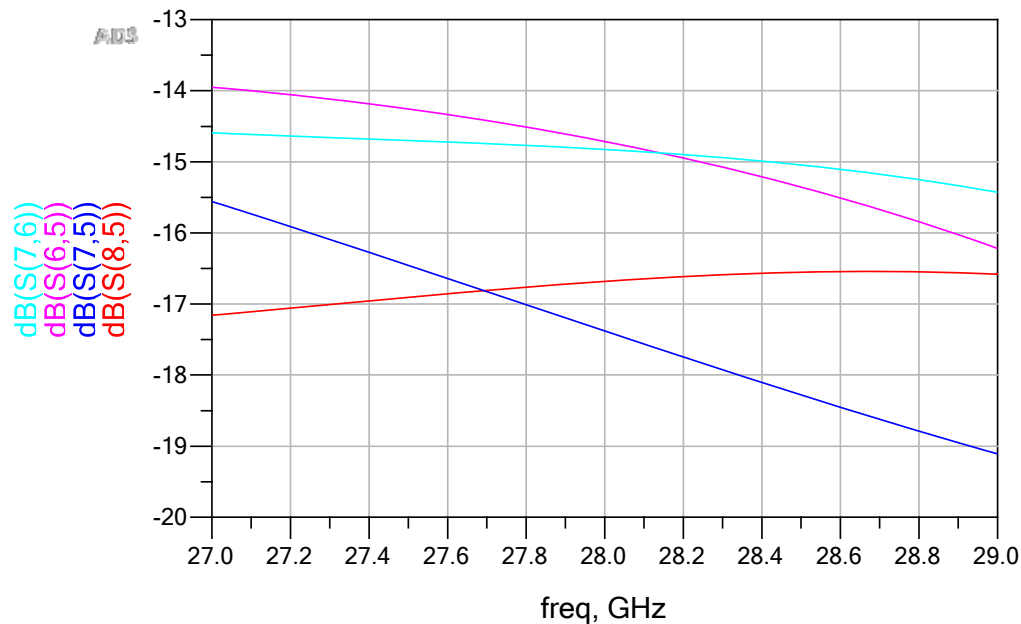
**Figura 111 - Resultados de simulação: perda de retorno para “tapers” com  $A_t = 0,5\lambda$  e  $L = \lambda$  para o substrato de  $T_d = 0,381$  mm e metalização de  $T_c = 17,5$   $\mu\text{m}$ . (a) portas de feixe; (b) portas de “array”.**

Utilizando o substrato com espessura de 0,381 mm, foram realizadas avaliações com “tapers” de menor abertura, tais como  $A_t = 0,5\lambda$ , que proporcionou melhores resultados para a perda de retorno das portas de feixe e “array”, conforme pode ser visto na Figura 111. Avaliações com inclusão de portas

fantasmas entre as portas de feixe e "array", variação do comprimento dos "tapers" dessas mesmas portas e variação do comprimento dos "tapers" das portas fantasmas através da parametrização no "layout" e co-simulação, também foram realizadas, mas sem melhorar consideravelmente os resultados de isolamento.



(a)

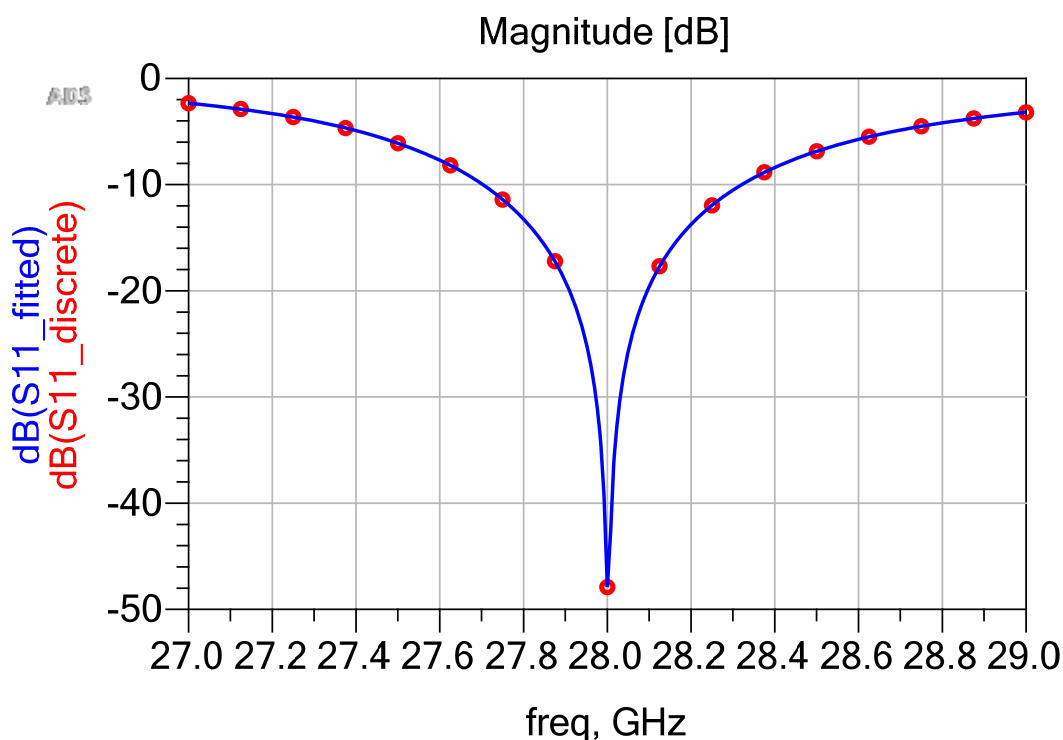


(b)

**Figura 112 - Resultados de isolamento na simulação de lente com  $g = 0,96g_{ótimo}$  e "tapers" com  $A_t = 0,5\lambda$  e  $L = \lambda$  para o substrato de  $T_d = 0,381$  mm e  $T_c = 17,5$   $\mu$ m. (a) portas de feixe; (b) portas de "array".**

Como no Capítulo 4, optou-se por modificar a curvatura do arco focal através da alteração do parâmetro  $g$ . Para  $g = 0,96g_{ótimo}$ , o erro de trajetória normalizado  $\Delta l$  será mínimo para valores absolutos de  $\eta$  menores do que 0,25. Como para aplicações em telefonia móvel 5G, o erro de trajetória não é restritivo, resolveu-se avaliar como seria comportamento do direcionamento de feixe para as portas fora dos pontos focais trabalhando-se com os limites de  $\eta$  na faixa de  $\pm 0,5$ , a mesma quando se utiliza  $g = g_{ótimo}$ . Com  $g = 0,96g_{ótimo}$ , os resultados da isolação entre as portas de feixe e entre as portas de "array" melhoraram, conforme pode ser visto na Figura 112, e sem prejudicar os resultados alcançados para a perda de retorno.

Sendo a proposta dessa pesquisa demonstrar uma alternativa de baixo custo aos defasadores empregados no sistema de direcionamento de feixe desenvolvido pela Samsung em 28 GHz (Figura 1) como parte da pesquisa de [Rappaport et al, 2014], projetou-se uma antena "microstrip" ("patch") convencional para a mesma frequência de acordo com [Balanis, 2005], que foi otimizada no ADS com a mesma metodologia apresentada no item 4.2. O resultado do  $S_{11}$  após otimização é apresentado na Figura 113.



**Figura 113 -  $S_{11}$  da antena "microstrip" de 28 GHz após otimização no ADS.**

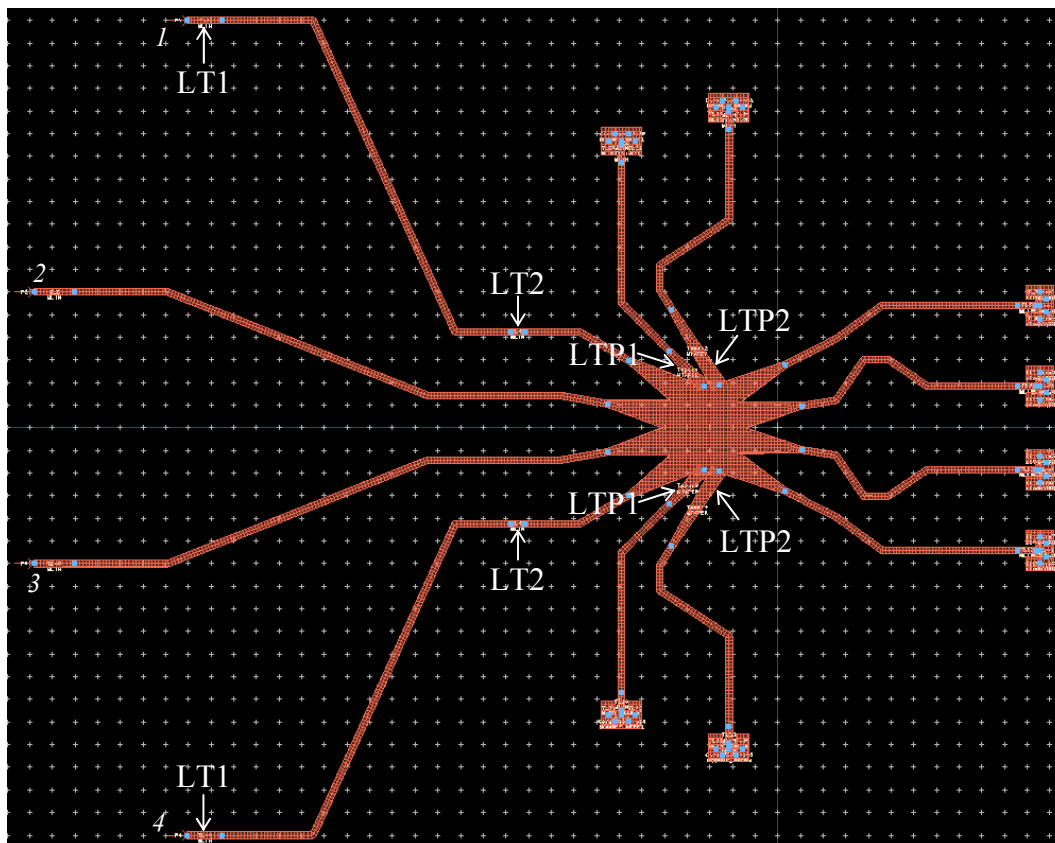
O próximo passo do projeto é estabelecer um “layout” para otimização que basicamente inclua as múltiplas linhas “microstrip” ( $W$ ) de acesso ao “array” de antenas, linhas “microstrip” de acesso às portas de feixe e fantasmas e o “array” de antenas “microstrip”. Como o objetivo é a fabricação de um protótipo em 28 GHz, outras questões devem ser levadas em consideração nesse “layout”, tais como o espaçamento entre conectores das portas de feixe e a possibilidade de terminação das portas fantasmas sem a utilização de conectores e cargas de  $50 \Omega$ , e com isso minimizar pontos de descasamento em montagens para frequências elevadas.

Para definir o espaçamento de 600 mil entre as linhas “microstrip” das portas de feixe levou-se em consideração o comprimento de 500 mil da estrutura de conexão a ser empregada.

Para minimizar os efeitos de descasamento por conexões nas portas fantasmas, optou-se pela terminação com antenas "microstrip" para o casamento em 28 GHz. Com a introdução de novos elementos radiantes na estrutura, pode-se também verificar a influência no direcionamento do feixe originalmente calculado.

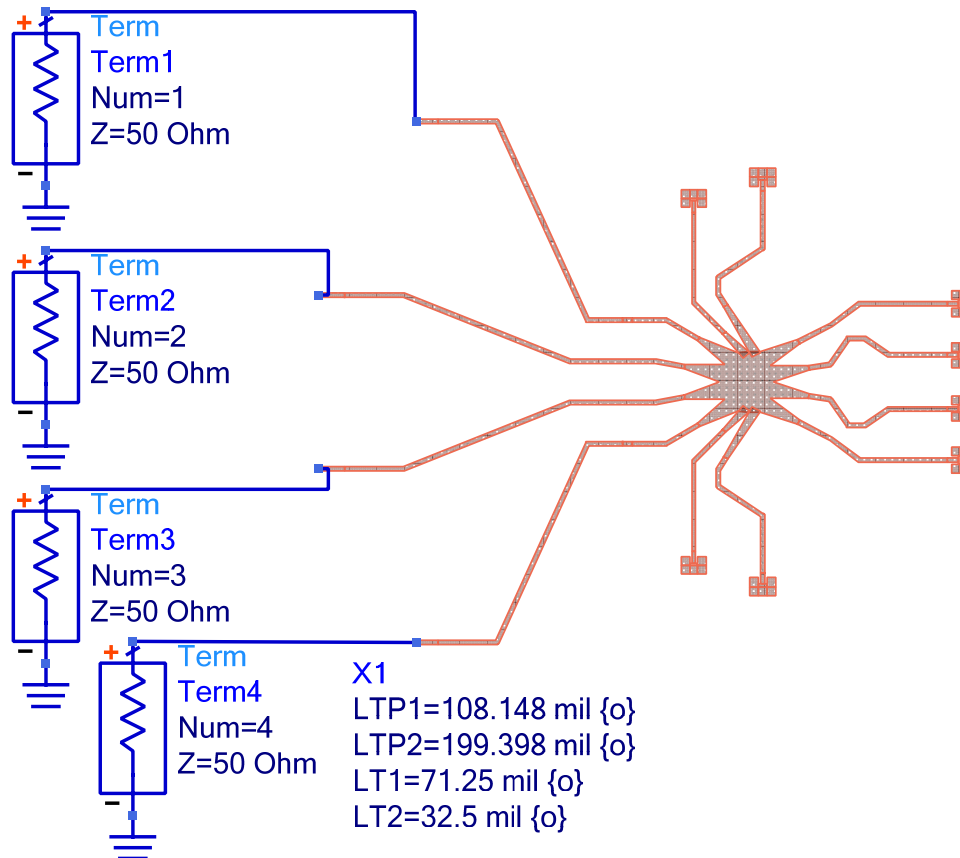
Após todas essas considerações, o "layout" a ser parametrizado para co-simulação e otimização é mostrado na Figura 114, onde o posicionamento do “array” de antenas está relacionado ao cálculo dos parâmetros  $W$  e  $N$  conforme metodologia apresentada no item 4.2. Para a definição dos formatos das linhas “microstrip” de acesso às portas de feixe, foram realizadas algumas simulações, considerando que um trecho seria para uma possível conexão direta a outro circuito no mesmo “layout” e outro trecho como extensão até os conectores para testes. Observa-se no “layout” proposto, que os conectores não ficaram alinhados, mas a simetria da lente em relação ao eixo horizontal foi mantida.

O “layout” da Figura 114 está parametrizado para variações no comprimento dos “tapers” das portas fantasmas (LTP1 e LTP2) e também para variações em cada trecho das linhas “microstrip” de acesso às portas de feixe 1 e 4 (LT1 e LT2). Esse "layout" tem dimensões de 1800 mil entre as portas 1 e 4 (vertical) e de 2249.6216 mil entre os extremos horizontais e não sofrerão alterações com o processo de otimização.



**Figura 114 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" com  $\psi = \alpha = 30^\circ$  e  $g = 0,96g_{\text{ótimo}}$  para otimização em perda de retorno e isolamento em conexão com "arrays" de antenas "microstrip" de 28 GHz.**

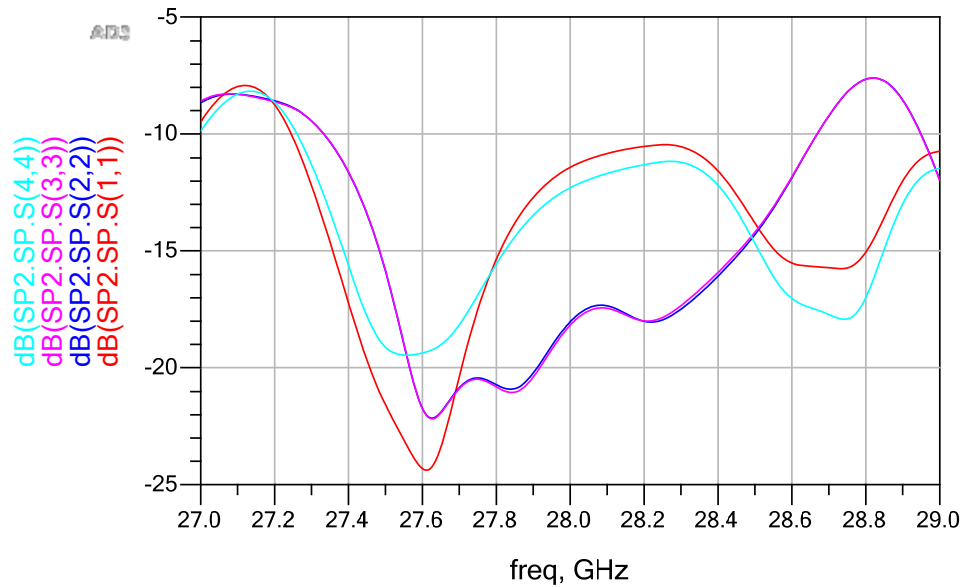
Diversos circuitos de co-simulação foram utilizados envolvendo a variação de LTP1, LTP2, LT1 e LT2 e de outros parâmetros. O circuito da Figura 115 foi o último a ser utilizado visando atingir o objetivo de perda de retorno e isolamento melhores que 10 e 20 dB, respectivamente, em 28 GHz. Os valores de LTP1, LTP2, LT1 e LT2 otimizados também podem ser vistos na Figura 115 e os resultados alcançados com essa otimização estão na Figura 116.



**Figura 115 - Circuito de co-simulação e otimização da lente da Figura 114.**

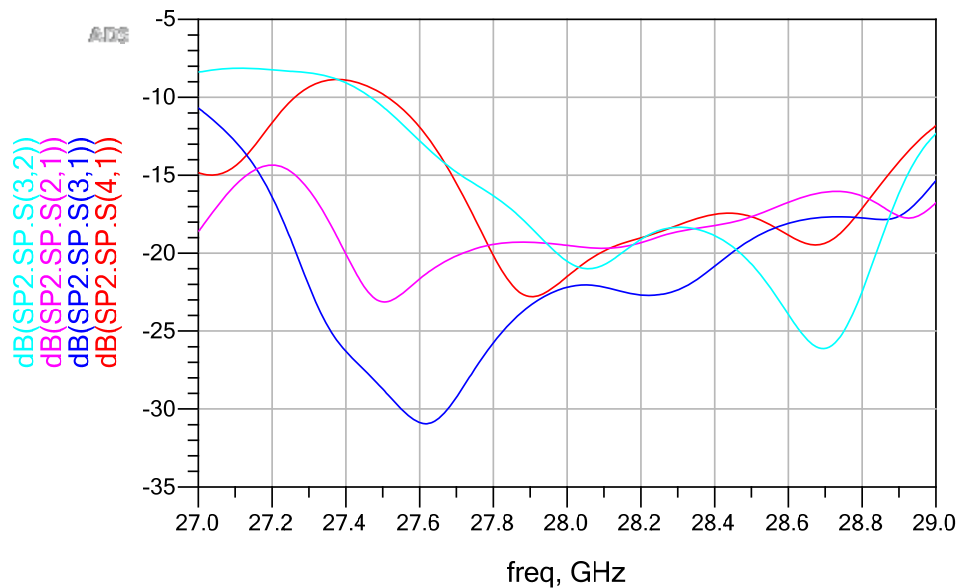
Os resultados dos parâmetros S alcançados com a simulação eletromagnética do novo "layout" obtido com a otimização são bem semelhantes aos da Figura 116 e o diagrama de radiação simplificado para essa configuração com antenas "microstrip" como cargas fantasmas é mostrado na Figura 117. Observa-se que a variação do direcionamento do feixe para sinais inseridos nas portas 1 e 4 ficou em  $\pm 29^\circ$ , ou seja, bem próximo ao valor  $\alpha = \psi = 30^\circ$ , indicando pouca influência das antenas "microstrip" colocadas como carga fantasma. A influência maior parece estar no direcionamento do feixe para sinais nas portas 2 e 3 onde pelos cálculos efetuados com o apoio da planilha em EXCEL do projeto era previsto, sem considerar um possível erro de trajetória, variação de  $\pm 9,9^\circ$ , enquanto que na simulação foi de  $\pm 15^\circ$ .

freq	....SP.S(1,1))	....SP.S(2,2))	....SP.S(3,3))	....SP.S(4,4))
	optlter=0	optlter=0	optlter=0	optlter=0
28.00 GHz	-11.433	-18.039	-18.181	-12.308



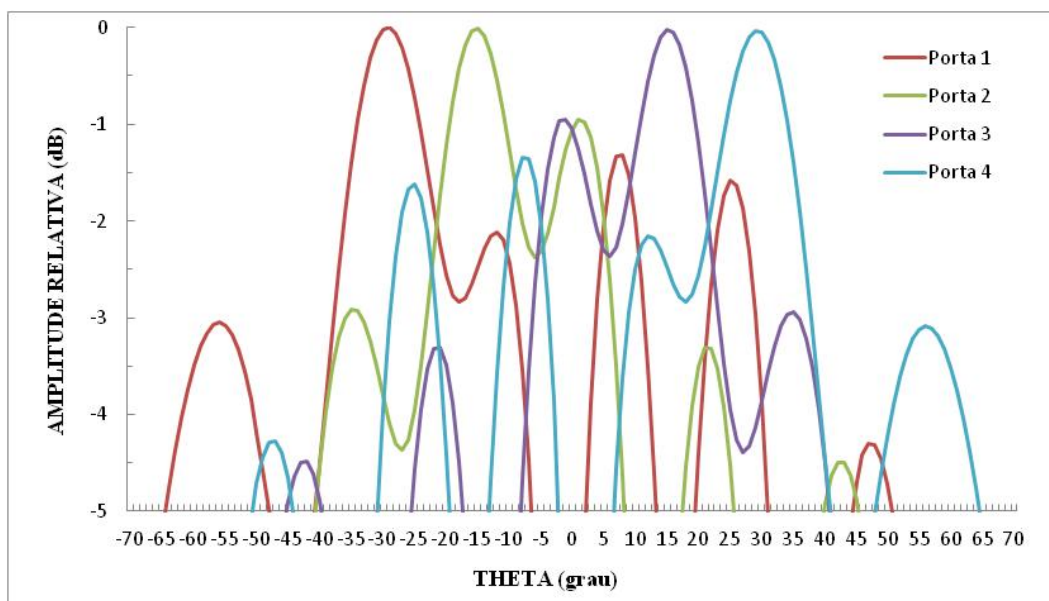
(a)

freq	....SP.S(4,1))	....SP.S(3,1))	....SP.S(2,1))	....SP.S(3,2))
	optlter=0	optlter=0	optlter=0	optlter=0
28.00 GHz	-21.502	-22.191	-19.506	-20.527



(b)

**Figura 116 - Resultados da otimização da lente da Figura 114 com LTP1 = 108,148 mil, LTP2 = 199,398 mil, LT1 = 71,25 mil e LT2 = 32,5 mil.**  
**(a) perda de retorno; (b) isolamento.**



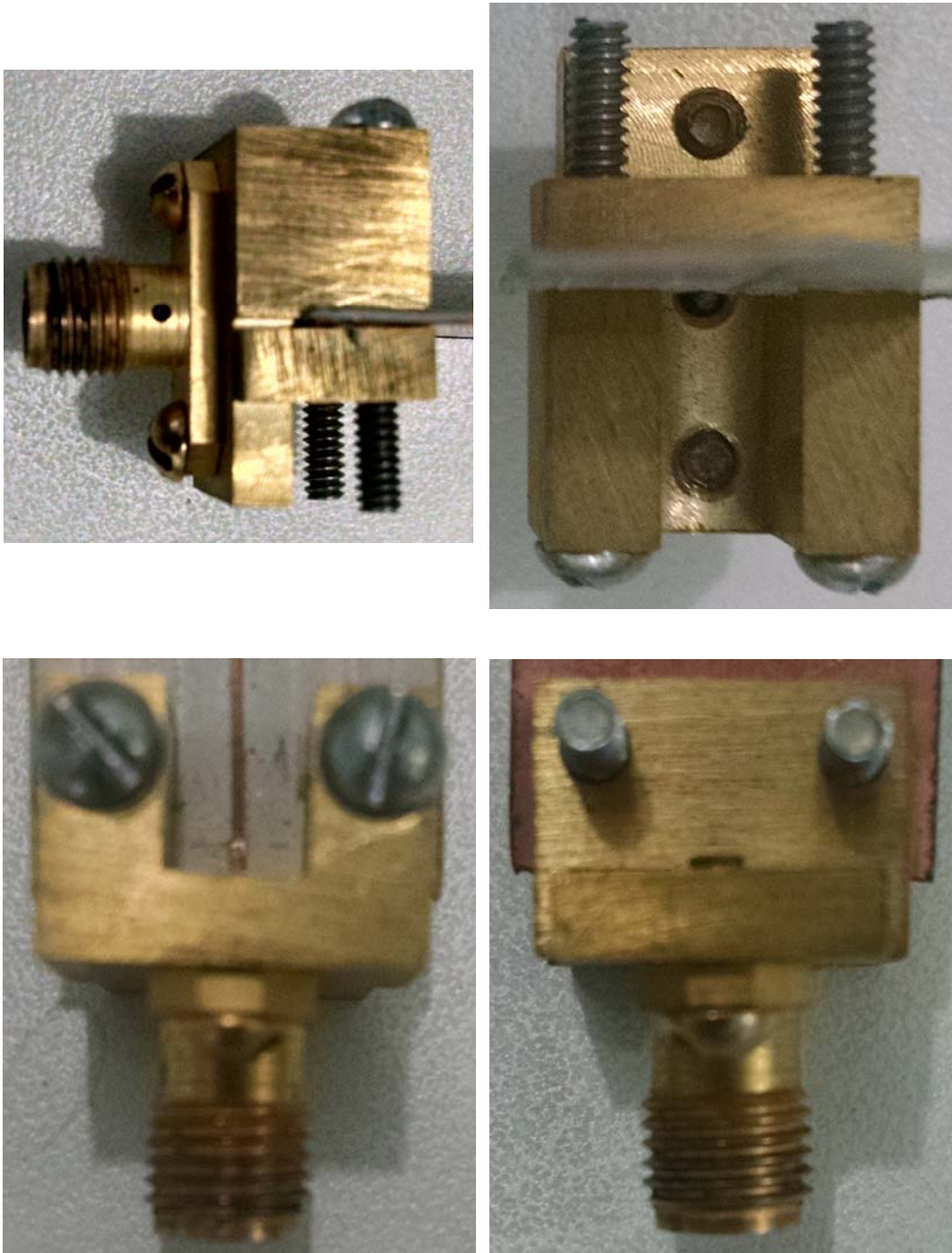
**Figura 117 - Diagrama de radiação simplificado em 28 GHz obtido na simulação após otimização do "layout" da Figura 114.**

### 5.3. Protótipo da lente de Rotman em "microstrip" para 28 GHz

Com o "layout" concebido durante o desenvolvimento do projeto com o apoio do "software" de simulação eletromagnética, a montagem da lente foi reduzida à utilização de apenas quatro conectores para as portas de feixe. Como a conexão é um ponto crítico para uma montagem em 28 GHz, optou-se por desenvolver um adaptador mecânico para a fixação dos conectores de modo que o contato com as linhas "microstrip" fosse sem solda e que não dependesse da espessura do substrato. A Figura 118 mostra o adaptador desenvolvido para esse tipo de montagem.

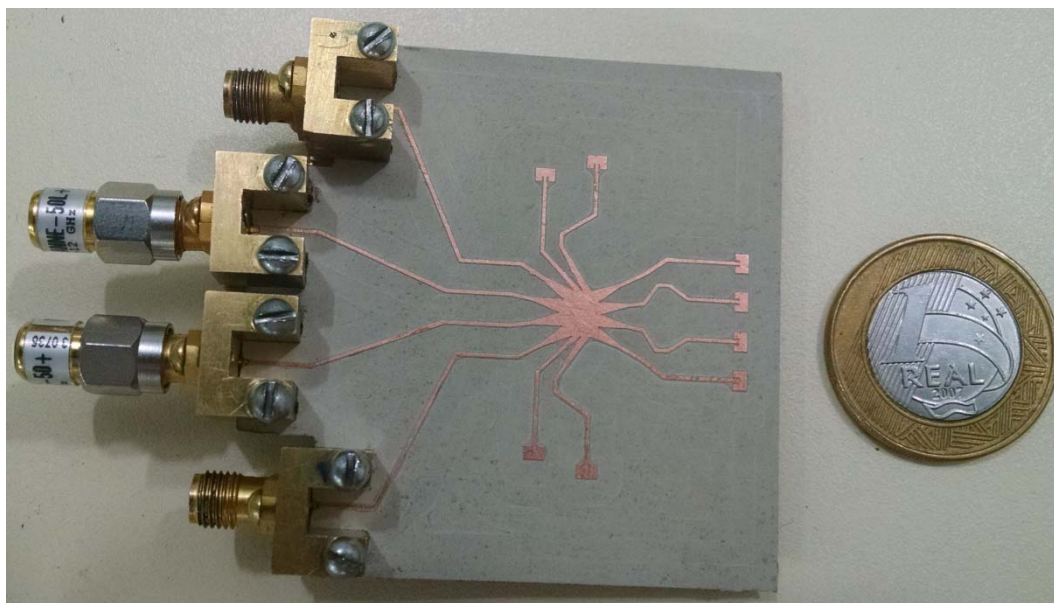
Como a lente possui uma geometria de dimensões muito reduzidas, a utilização do mesmo processo de fabricação da lente de 5,5 GHz, descrito no item 4.3, dificultaria o sucesso dessa montagem. A solução foi a utilização de uma prototipadora eletrônica da LPKF Laser & Electronics, disponível no Grupo de Inovação e Gestão Ambiental (GIGA) da PUC-Rio. Para isso, arquivos no formato "Gerber/Drill" (.gbr) foram gerados pelo ADS a partir do "layout" da

lente e exportados para o "software" de controle da prototipadora, que através de um processo de fresagem, confeccionou a lente no substrato.



**Figura 118 - Adaptador mecânico para conexão sem solda e independente da espessura do substrato**

Para fixação dos conectores em um substrato muito fino (0,381 mm), houve a necessidade de colocação de uma placa de metal no plano de terra da lente para proporcionar uma maior rigidez mecânica. A montagem final do protótipo da lente é mostrada na Figura 119.



**Figura 119 - Protótipo da lente de Rotman em “microstrip” com “array” de antenas de 28 GHz para  $\psi = \alpha = 30^\circ$  em substrato Rogers RT/duroid 6010.**

Para o levantamento do diagrama de radiação do protótipo da Figura 119 há a necessidade de utilização de uma outra antena. Para isso a mesma antena "microstrip" utilizada no "array" foi selecionada e para permitir a colocação do conector, algumas adaptações no "layout" foram necessárias, inclusive com otimização pelo ADS. O procedimento adotado para a fabricação do protótipo da lente também foi empregado para a antena mostrada na Figura 120.

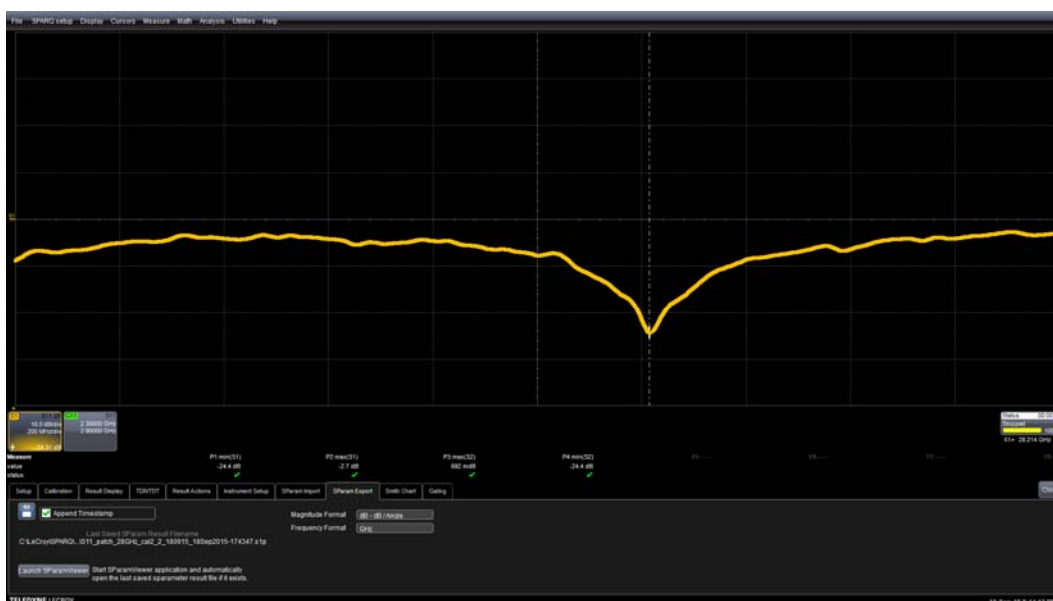
A Figura 121 mostra o resultado do  $S_{11}$  da antena "microstrip" medido pelo “LeCroy SPARQ-4002M Signal Integrity Network Analyzer” com melhor perda de retorno de 24,31 dB em 28,2 GHz, que será a frequência dos testes de levantamento do diagrama de radiação do protótipo da Figura 119.

A caracterização do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” da Figura 119 através das medidas dos parâmetros S também foi realizada utilizando o “LeCroy SPARQ-4002M Signal Integrity Network Analyzer”, onde a Figura 122 mostra as medidas de perda de retorno e isolamento das portas de feixe e

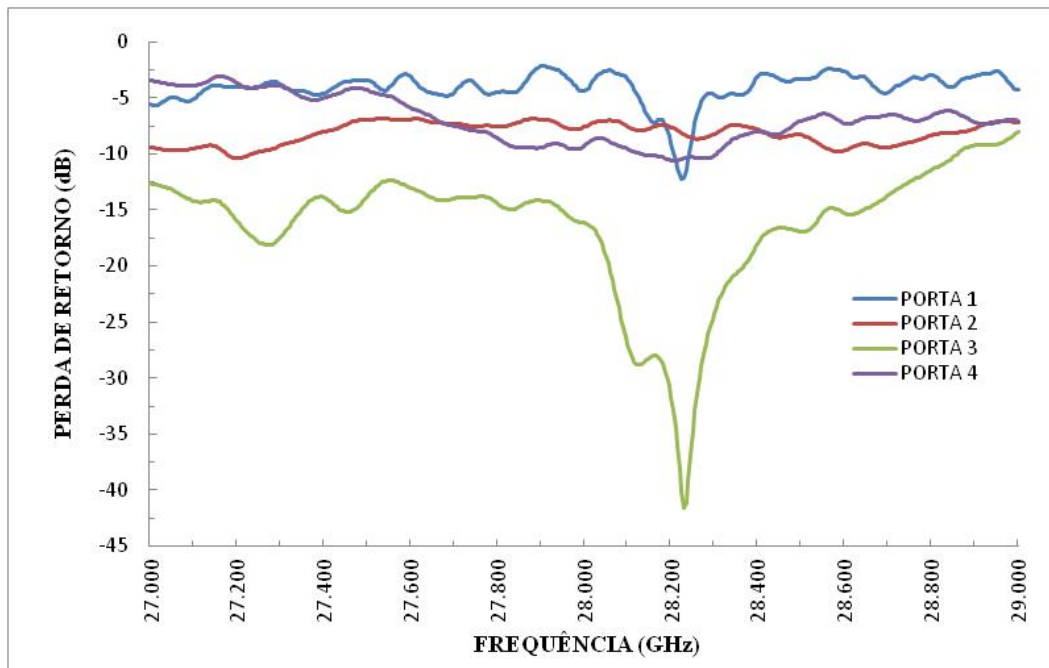
a Figura 123 mostra comparação entre algumas dessas medidas com os resultados da simulação eletromagnética.



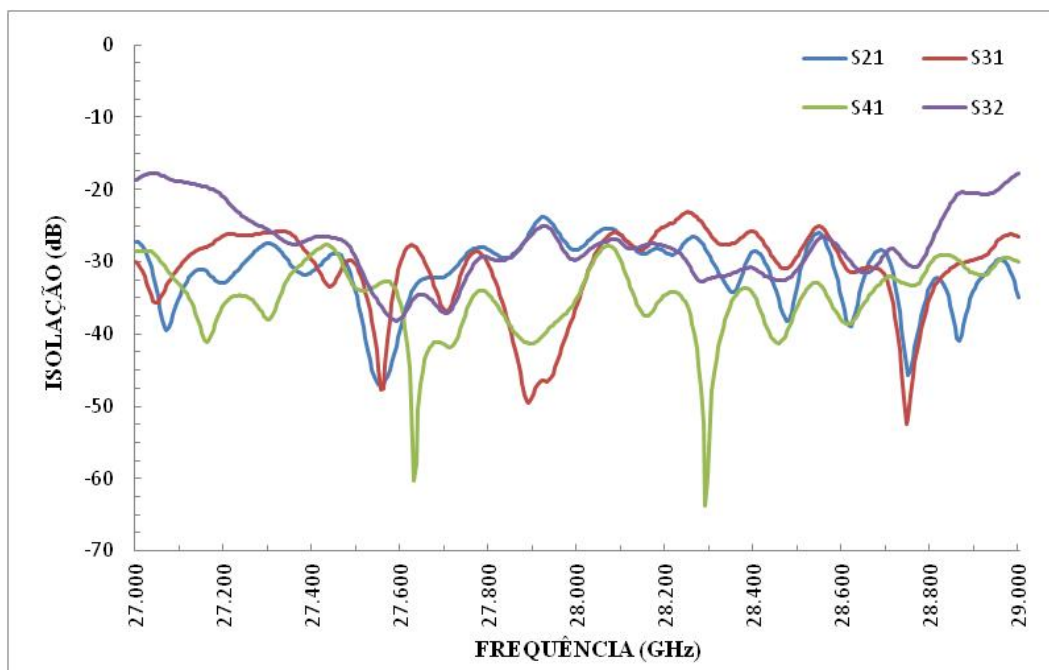
**Figura 120 - Protótipo da antena "microstrip" de referência para o levantamento do diagrama de radiação do protótipo da Figura 119.**



**Figura 121 -  $S_{11}$  da antena "microstrip" de referência para medição do diagrama de radiação do protótipo da Figura 119.**

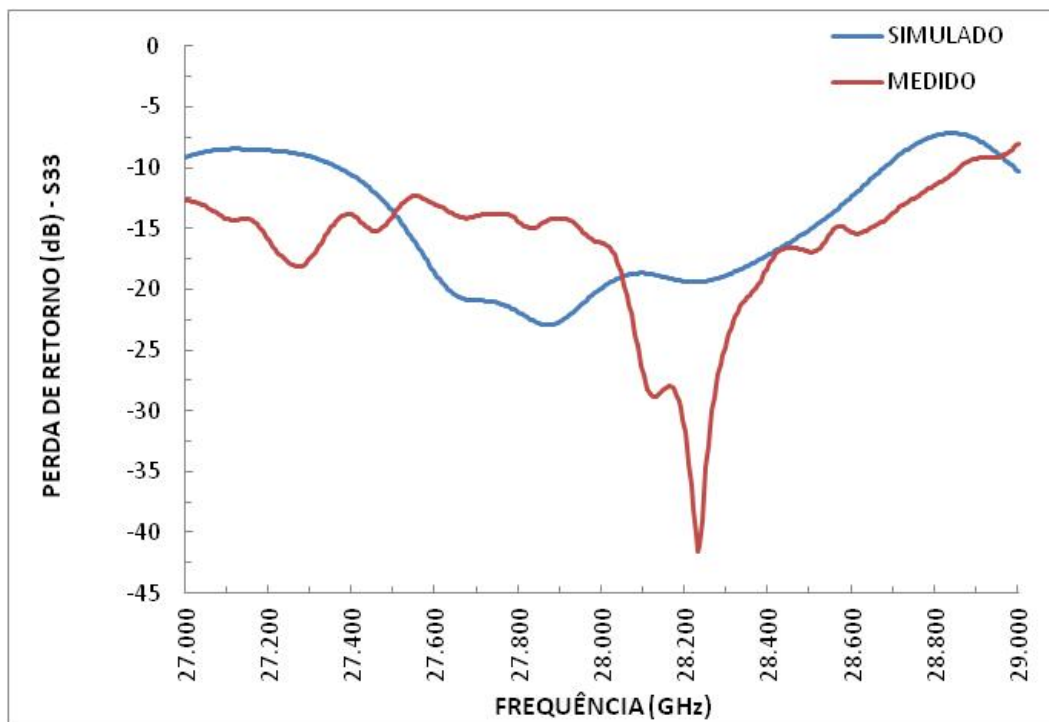


(a)

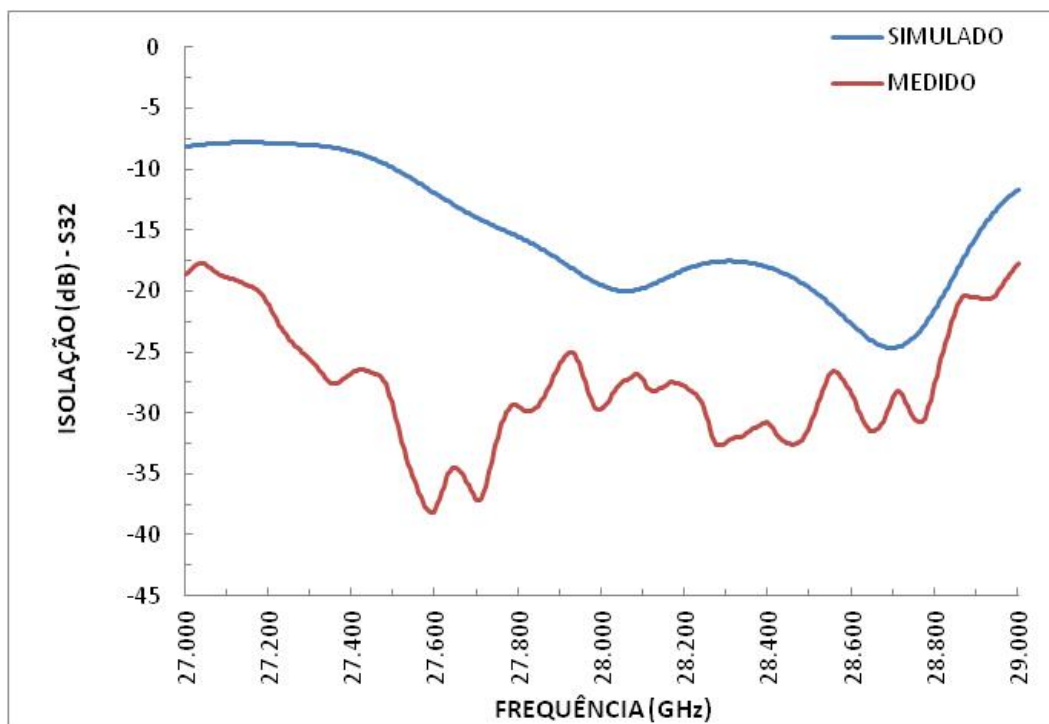


(b)

**Figura 122 - Medidas dos parâmetros S do protótipo da Figura 119.**  
**(a) perda de retorno; (b) isolamento.**



(a)



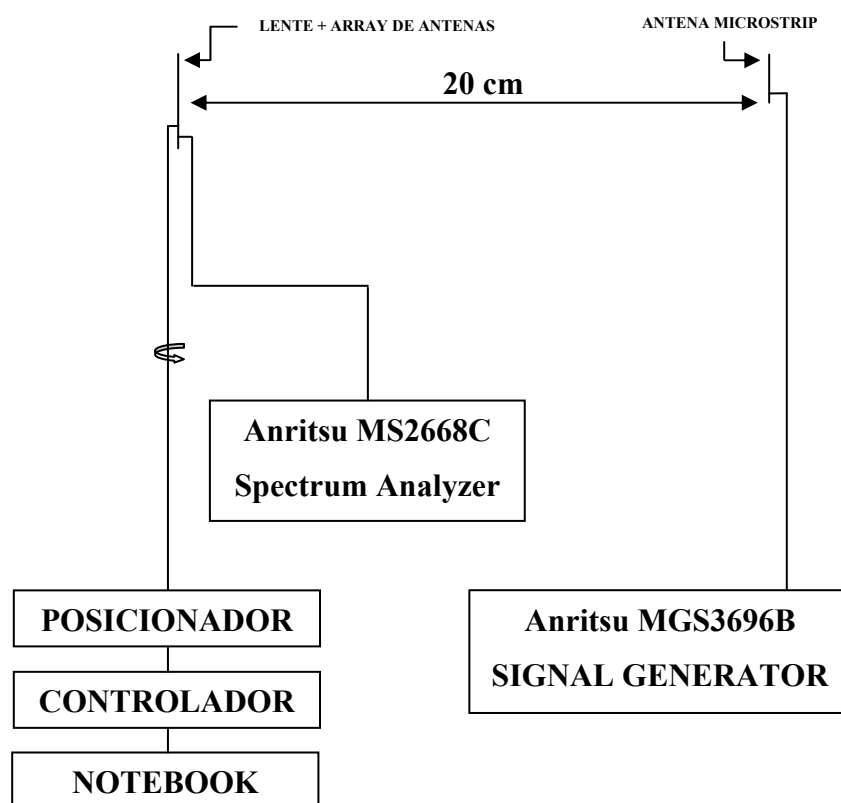
(b)

**Figura 123 - Comparação entre resultados simulados e medidos de parâmetros S do protótipo da Figura 119. (a)  $S_{33}$ ; (b)  $S_{32}$ .**

As medidas apresentadas na Figura 122 demonstram as dificuldades na montagem de um protótipo em uma frequência tão crítica. Devido à simetria da

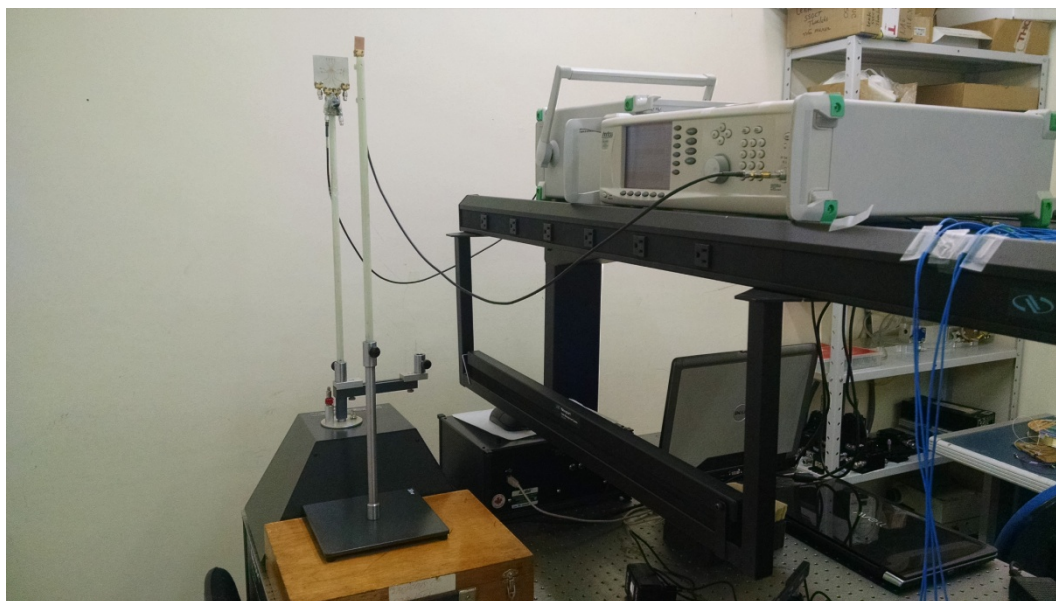
lente, esperava-se resultados semelhantes de  $S_{11}$  e  $S_{44}$  e de  $S_{22}$  e  $S_{33}$ , que não foram alcançados. Os aparentes bons resultados de isolamento, na verdade foram influenciados principalmente pelas perdas nas conexões e nas linhas "microstrip" de acesso às portas de feixe. Apesar disso, considerando a melhor frequência para operação da antena "microstrip" da Figura 120 em 28,2 GHz, as medidas dos parâmetros S não inviabilizam os testes para o levantamento do diagrama de radiação do protótipo da lente com a finalidade de demonstrar a variação do direcionamento do feixe.

Em 28,2 GHz, a separação ( $R$ ) entre o protótipo da lente e a antena "microstrip" de referência deve atender à condição de redução dos efeitos do acoplamento indutivo dada pela equação [58], que é de  $R \geq 10,6$  cm. Para atender à condição dada pela equação [59] para redução dos efeitos da variação de fase entre as extremidades da antena receptora, que será o "array" de antenas do protótipo da lente com distância entre os seus limites de 1,6 cm a ser considerado como dimensão máxima, deve-se ter  $R \geq 4,8$  cm.



**Figura 124 - Esquema de medidas para gerar o diagrama de radiação simplificado do protótipo da lente de Rotman em "microstrip" da Figura 119.**

A Figura 124 apresenta o esquema de montagem para os testes de levantamento do diagrama de radiação do protótipo da lente, sendo fonte transmissora o “Anritsu MGS3696B Signal Generator” e receptor o “Anritsu MS2668C Spectrum Analyzer”. Foram utilizados posicionador, controlador e notebook do sistema de medição de antenas LabVolt 9553, os mesmos do item 4.3. A Figura 125 mostra a foto da bancada de teste para essas medições.



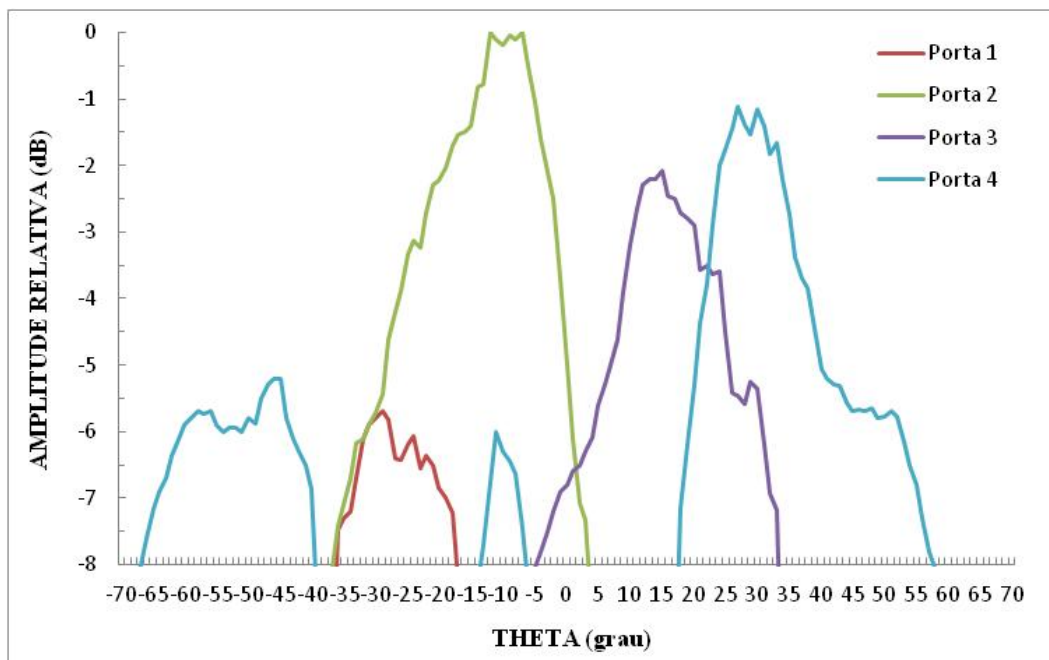
**Figura 125 - Foto da bancada de testes para levantamento do diagrama de radiação simplificado do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” da Figura 119 na frequência de 28,2 GHz.**

Com os dados das medições consolidados, foi gerado o diagrama de radiação simplificado do protótipo da lente mostrado na Figura 126, onde os picos medidos em cada porta apresentaram amplitudes diferentes, principalmente na porta 1, o que não era esperado considerando o diagrama de radiação simplificado resultante da simulação mostrado na Figura 117. Assim como ocorreu nas medidas dos parâmetros S, as imperfeições das conexões exerceram forte influência nas medidas diferenciadas dos picos.

Pelos resultados das medições, em uma aplicação onde houvesse a necessidade de igualar os valores de pico de cada porta, poder-se-ia aplicar o circuito proposto na Figura 127. Nesse circuito, a função do amplificador é igualar o menor valor de pico medido na porta 1 com o maior valor medido na porta 2. Para equalizar, na saída da porta 2 é inserido um atenuador com o mesmo valor do

ganho do amplificador, ou seja, 5,7 dB. Para as demais portas, os atenuadores completam a equalização dos valores de pico. Como resultado da equalização, o diagrama de radiação simplificado do protótipo seria da forma apresentada na Figura 128.

Com o diagrama de radiação simplificado apresentado na Figura 128, fica mais simples identificar que os picos medidos nas portas de 1 a 4 ocorreram em  $-29^\circ$ ,  $-12^\circ$ ,  $+15^\circ$ ,  $+27^\circ$ , respectivamente. Quanto à demonstração da variação do direcionamento do feixe, observa-se que essas medições estão bem próximas dos resultados das simulações, mostrados na Figura 117, apesar das discrepâncias entre os parâmetros S obtidos de simulação e medição.



**Figura 126 - Diagrama de radiação simplificado em 28,2 GHz do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” da Figura 119.**

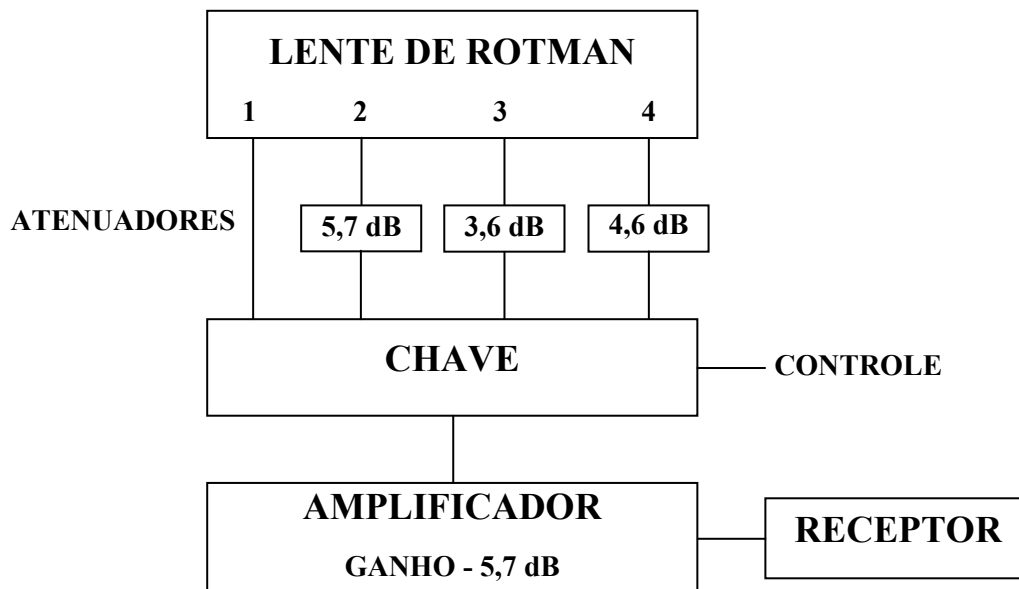


Figura 127 - Circuito de equalização de amplitude para o protótipo da lente de Rotman em “microstrip” da Figura 119.

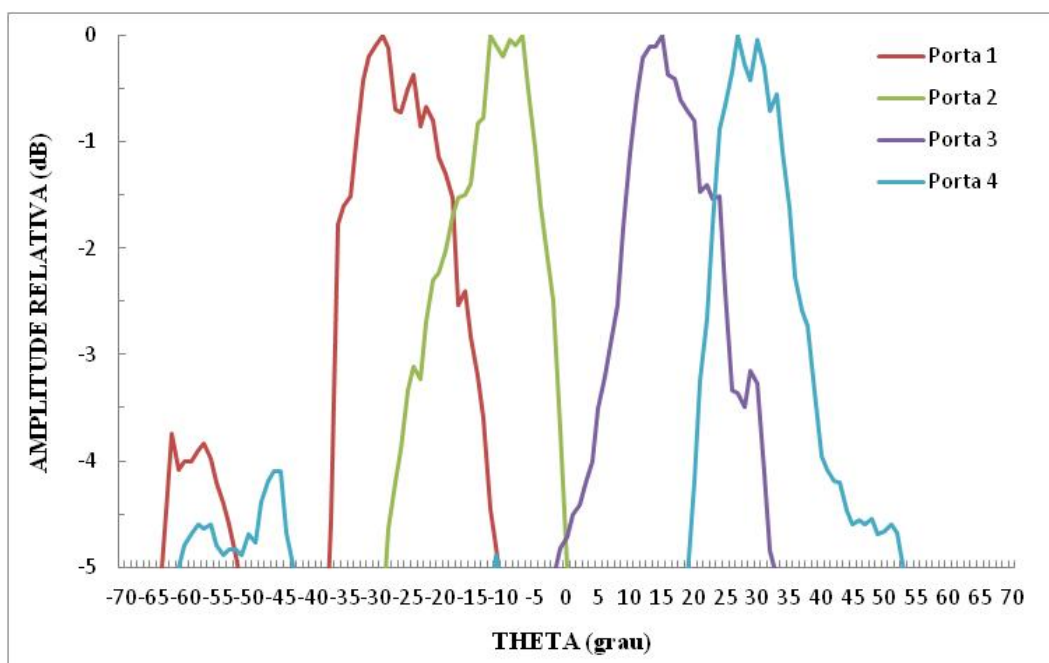


Figura 128 - Diagrama de radiação simplificado em 28,2 GHz do protótipo da lente de Rotman em “microstrip” da Figura 119 após proposta de equalização pelo circuito da Figura 127.

#### 5.4.

#### Lente de Rotman em "microstrip" para integração a outros circuitos

Como o desenvolvimento da lente mostrado no item 5.2 objetivou a fabricação de um protótipo para testes, foram realizadas algumas adaptações no "layout" para esse fim. Pensando em uma possível situação de montagem com a lente conectada diretamente a outros circuitos em uma mesma placa, do "layout" da Figura 114, pode-se retirar o trecho de linha "microstrip" utilizado como extensão até os conectores e também as antenas "microstrip" das portas fantasmas. Após processo de otimização para perda de retorno e isolamento através da alteração do comprimento dos "tapers" das portas fantasmas (LTP1 e LTP2) e das linhas "microstrip" de acesso às portas de feixe (LT1 e LT2), o "layout" ficou conforme a Figura 129, com dimensões de 1345,2316 mil entre as extremidades horizontais e de 1350,4108 mil entre as extremidades verticais. Os parâmetros S e o diagrama de radiação simplificado resultantes dessa simulação são mostrados na Figura 130 e na Figura 131, respectivamente.

Verifica-se no diagrama de radiação simplificado mostrado na Figura 131 que os picos ocorreram em  $-29^\circ$ ,  $-11^\circ$ ,  $+11^\circ$ ,  $+29^\circ$  para sinais inseridos nas portas de 1 a 4, respectivamente. Para esse projeto com  $g = 0,96g_{ótimo}$ , optou-se em trabalhar com  $\eta$  variando de  $\pm 0,5$ , que pelos cálculos de direcionamento do feixe prevê um baixo erro de trajetória, mas que seria minimizado com  $\eta$  variando de  $\pm 0,2$ . Os resultados da simulação comprovam esse baixo erro de trajetória, pois pelos cálculos sabe-se que as portas de feixe de 1 a 4 estão geometricamente posicionadas em  $-30^\circ$ ,  $-10^\circ$ ,  $+10^\circ$ ,  $+30^\circ$ , respectivamente.

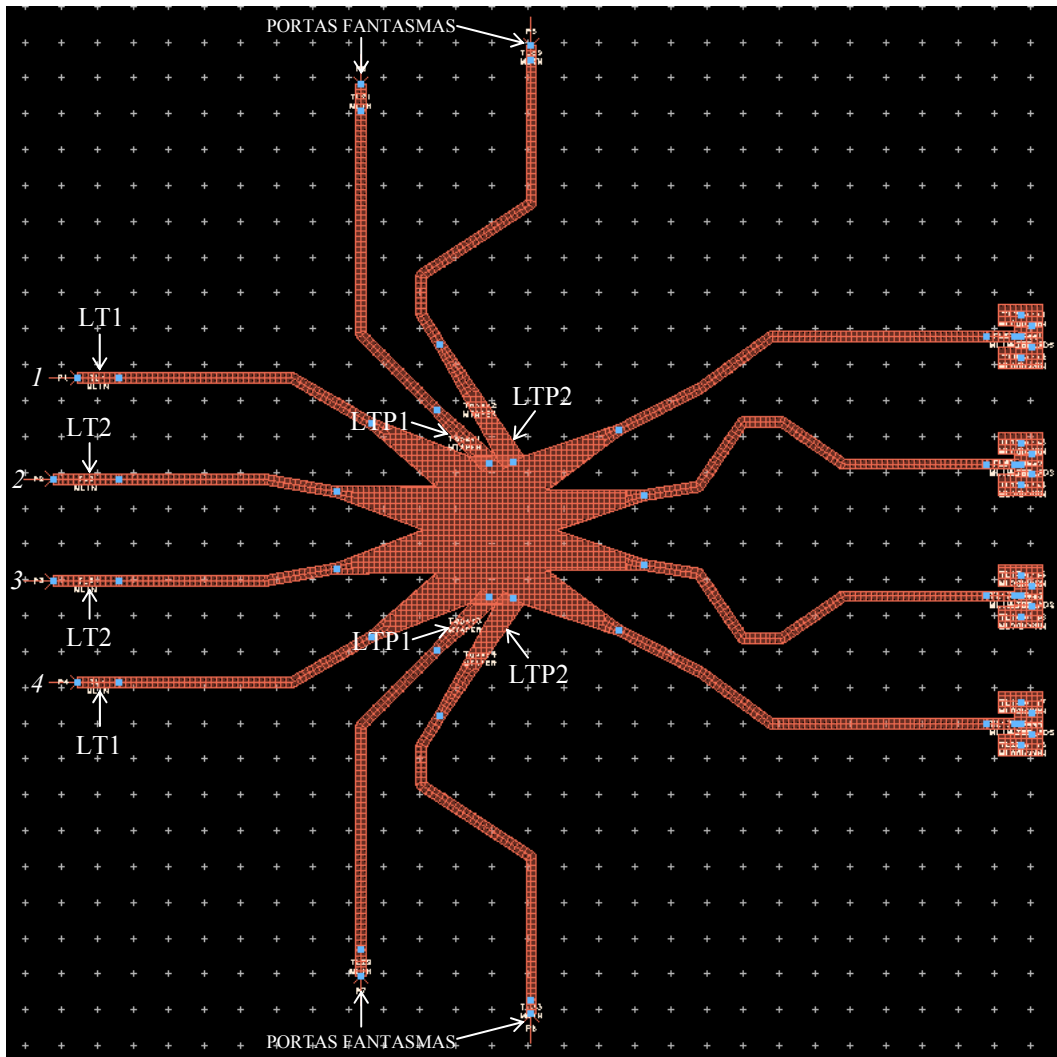
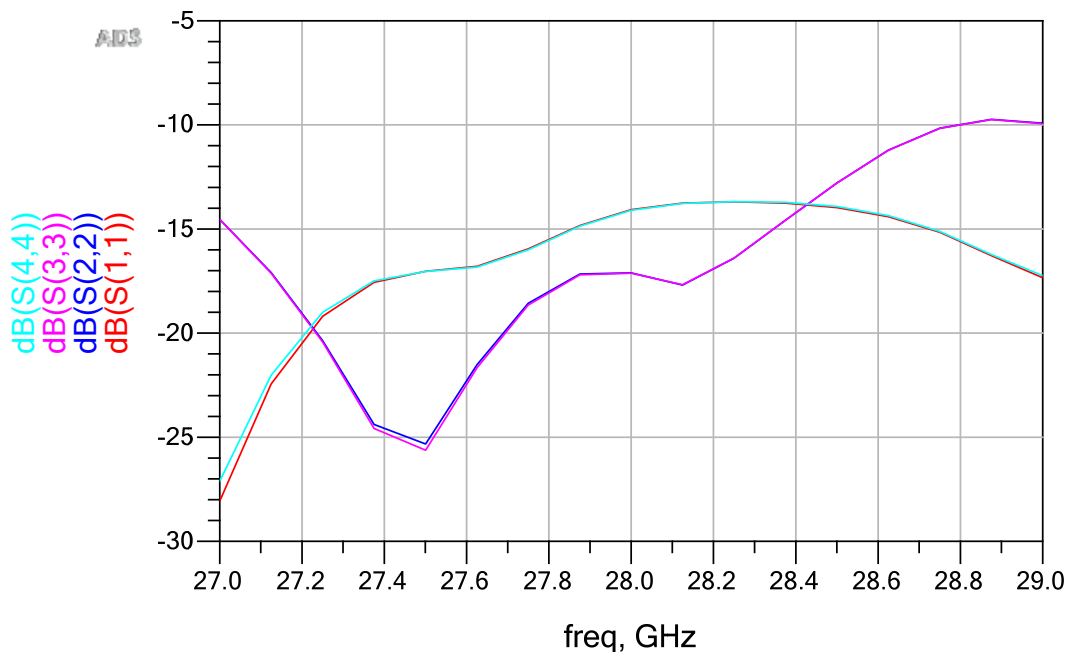
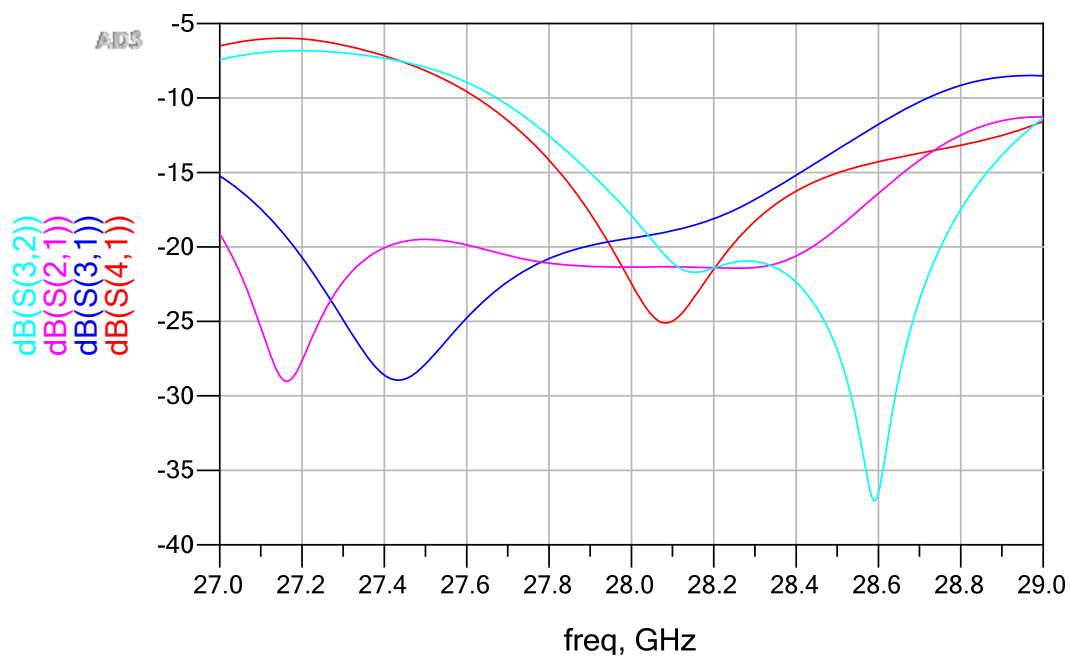


Figura 129 - "Layout" da lente de Rotman em "microstrip" com  $\psi = \alpha = 30^\circ$  e  $g = 0,96g_{\text{ótimo}}$  com "arrays" de antenas "microstrip" de 28 GHz para conexão direta a outros circuitos na mesma placa do substrato Rogers RT/duroid 6010.

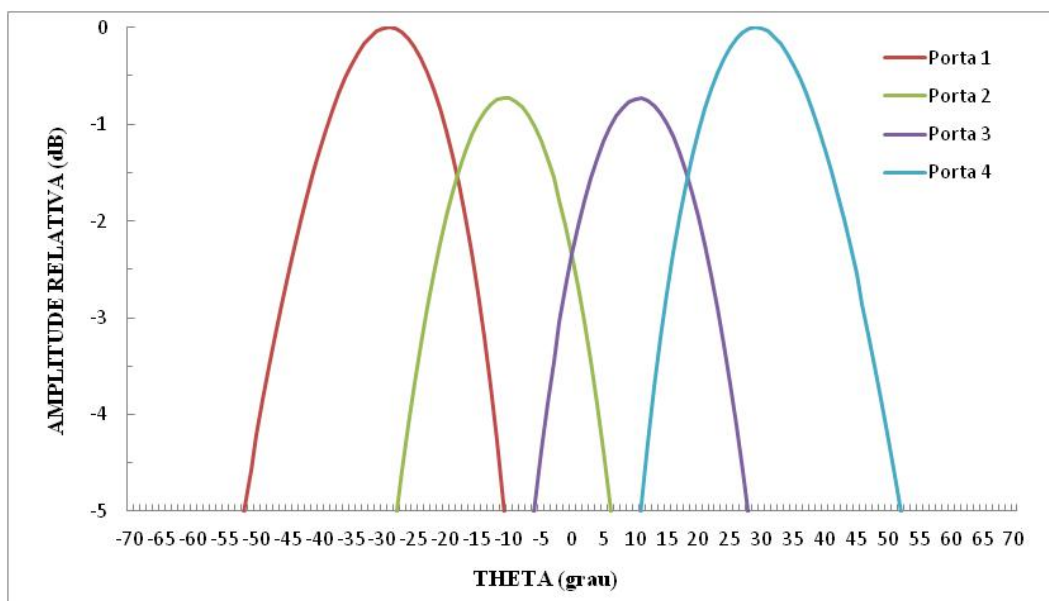


(a)



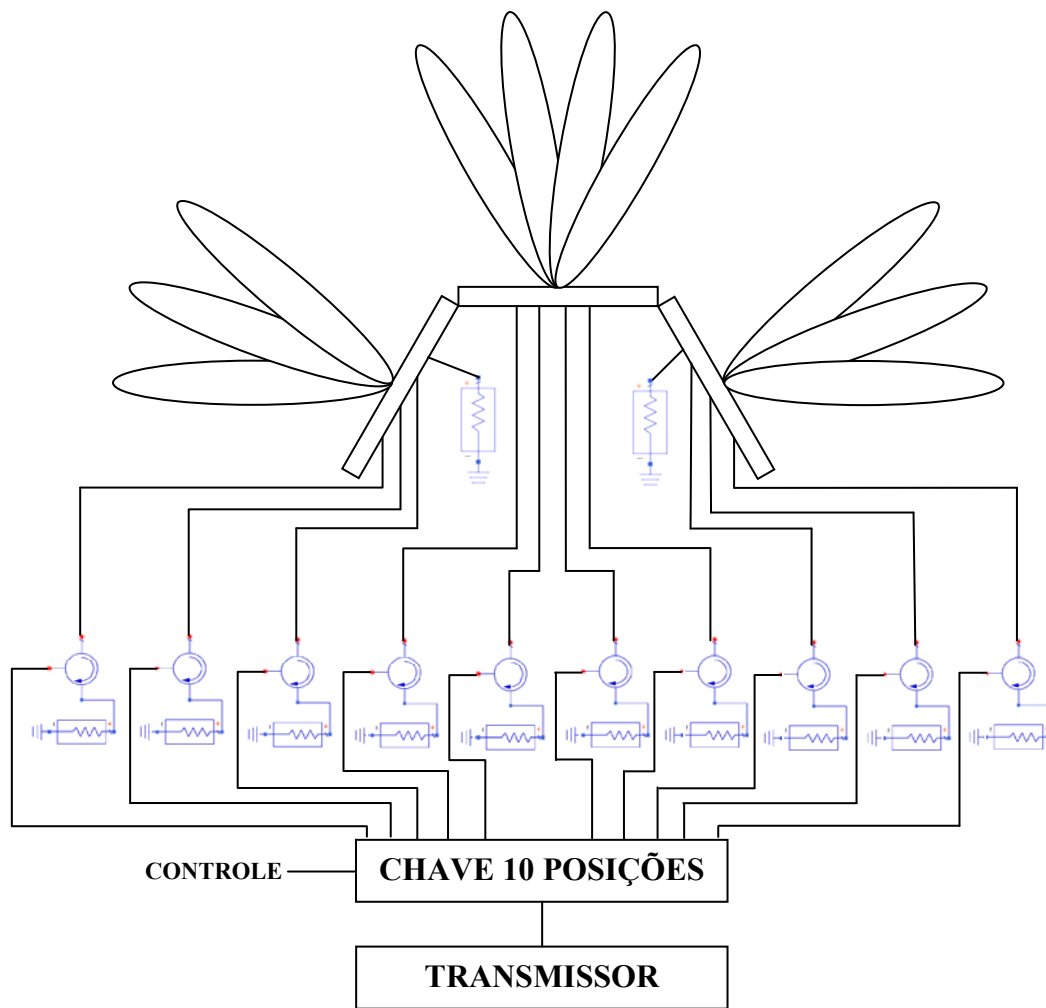
(b)

**Figura 130 - Portas de feixe: resultados da simulação da lente da Figura 129. (a) perda de retorno; (b) isolamento.**



**Figura 131 - Diagrama de radiação simplificado em 28 GHz da lente da Figura 129.**

Uma lente de Rotman em "microstrip", em conjunto com outras lentes idênticas ou não, pode ser empregada em projetos para maior cobertura angular. Nessa aplicação, a arquitetura apresentada na Figura 132 propõe a combinação de três lentes idênticas a projetada nesse capítulo para uma cobertura angular de 180°. Para isso as lentes com cobertura angular de 60° ( $\pm 30^\circ$ ) são sequencialmente posicionadas após rotação de 60° em relação a anterior. Como são lentes de 4 portas com direcionamento do feixe variando 20° em relação à porta adjacente, 10 portas deverão ser utilizadas para proporcionar uma cobertura de 180°. Duas portas não são utilizadas por produzem o mesmo direcionamento de feixe de outra porta adjacente, que fica na outra lente e por isso são conectadas a cargas de 50  $\Omega$ . A utilização do circulador tem duas funções: proteger o transmissor de qualquer descasamento da porta selecionada pela chave e garantir a conexão das demais portas à sua carga de 50  $\Omega$  correspondente.



**Figura 132 - Arquitetura para cobertura angular de 180° empregando lentes de Rotman em "microstrip" com  $\alpha = \psi = 30^\circ$ .**

### 5.5. Comentários

Ao longo do presente capítulo foram desenvolvidas lentes de Rotman em "microstrip" com as mesmas especificações iniciais de projeto do Capítulo 4, exceto pela faixa de frequência. As avaliações das lentes foram realizadas utilizando substratos Rogers RT/duroid 6010 com espessuras de 0,254 mm e 0,381 mm. Destaca-se a inclusão de antenas "microstrip" de 28 GHz como terminação das portas fantasmas, pois além da solução prática para as dificuldades

de conectorização nessa faixa de frequência, teve-se a oportunidade de avaliar os seus efeitos no direcionamento do feixe e no diagrama de radiação em comparação com as configurações utilizadas até o momento.

Assim como no Capítulo 4, as avaliações utilizaram simulação eletromagnética e co-simulação através da ferramenta computacional ADS. Uma antena “microstrip” (patch) foi projetada para a frequência de 28 GHz e oito dessas antenas foram incluídas no “layout” do ADS (quatro nas portas fantasmas e quatro nas portas de “array”), onde os “tapers” das portas fantasmas e linhas “microstrip” para acesso às portas de feixe tiveram seus comprimentos parametrizados para otimização via ADS em função dos resultados dos parâmetros S relativos à perda de retorno e isolamento das portas de feixe. Outro resultado importante foi o diagrama de radiação obtido da simulação no ADS via pós-processamento do campo distante, onde variações no direcionamento do feixe e no diagrama de radiação foram observadas em comparação a modelos sem antenas “microstrip” nas terminações das portas fantasmas.

A partir de um modelo otimizado, um protótipo foi dimensionado e fabricado. Um conjunto de medições das perdas de retorno das portas de feixe, da isolamento entre essas portas e dos diagramas de radiação associado a cada porta de feixe foi ativado. A dificuldade na conectorização dessa montagem em 28 GHz ficou demonstrada nos resultados dos parâmetros S obtidos nas medições, mas mesmo assim, após considerações sobre a inclusão de um circuito de equalização de amplitude, foi possível o levantamento do diagrama de radiação com os resultados dos lóbulos principais reproduzidos de forma bastante próxima às simulações apresentadas. As Figuras 124 até a 128 ilustram as etapas de medição do diagrama de radiação.

O presente capítulo é finalizado com uma proposta de arquitetura para cobertura angular de 180° empregando lentes de Rotman em “microstrip” com  $\alpha = \psi = 30^\circ$ , que pode ter aplicação na cobertura necessária para a futura telefonia móvel 5G.

## 6 Comentários finais e conclusões

A presente tese introduz no Capítulo 2 a formulação matemática que fundamenta os princípios do “phased array” e da lente de Rotman. Por ser o objetivo desta tese, a lente de micro-ondas utilizando um conjunto de placas paralelas desenvolvida por Rotman é detalhadamente descrita, inclusive com a análise que estabelece um critério para redução das imperfeições de focagem ao identificar um valor ótimo de  $g$ . Ainda neste capítulo uma formulação diferente foi obtida para a lente de Rotman quando projetada utilizando substratos dielétricos e com direcionamento de feixe ( $\psi$ ) diferente do ângulo focal ( $\alpha$ ). A este dispositivo deu-se o nome de “lente de Rotman em microstrip”.

No Capítulo 3 é apresentada uma estrutura do projeto da lente de Rotman em “microstrip” composta pelo núcleo da lente, cujo casamento de impedância com as portas de feixe e “array” é predominantemente realizado por meio de “tapers” lineares e complementado pelas portas fantasmas. A estrutura é concluída com as múltiplas linhas “microstrip” para conexão com o “array” de antenas devidamente calculadas para atender as especificações de direcionamento do feixe.

Foi desenvolvida uma formulação inovadora para utilização com o “software” de simulação ADS. Ao assumir, por aproximação, que o contorno interno  $\Sigma_I$  tem um formato circular, foi possível obter diversas equações para a lente de Rotman em “microstrip” em função da abertura do “taper” ( $A_t$ ) e do número de portas de feixe e “array” ( $P_b$  e  $P_a$ ). Esta formulação constitui contribuição original não reportada na literatura e com o suporte de uma planilha em EXCEL, facilitou a implementação das diversas simulações realizadas com o ADS.

Para um projeto inicial de lente de Rotman em “microstrip” com 4 portas de feixe e 4 portas de “array” visando proporcionar uma varredura de feixe de  $\pm 30^\circ$  na faixa de 4 a 6 GHz utilizando o substrato Rogers RT/duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2,2$ ), foram realizadas simulações eletromagnéticas da estrutura formada pelo núcleo da

lente e “tapers”, onde foram avaliados os resultados de perda de retorno, isolamento e perda de inserção das portas de feixe e “array” em função de alterações na abertura e comprimento dos “tapers”, da seleção de espessuras disponíveis do substrato e da inclusão de novas portas fantasmas entre as portas de feixe e de “array”. Este procedimento resultou em uma estrutura final na configuração 7x4 (3 portas fantasmas entre as portas de feixe), substrato com espessura de 3,15 mm, “tapers” com  $1,25\lambda$  de comprimento e abertura correspondente ao  $A_t = \lambda$ , com bons resultados de perda de retorno, isolamento e perda de inserção das portas de feixe e “array”, mas em dimensões impraticáveis para a montagem de um protótipo.

No Capítulo 4, o objetivo principal foi a comprovação do método através da fabricação de um protótipo. A partir das mesmas especificações da lente do Capítulo 3 o projeto foi desenvolvido com o substrato Rogers RT/duroid 6010 ( $\epsilon_r = 10,2$ ) limitado à disponibilidade de placas de 5" x 5", alterando o ângulo focal  $\alpha$  para 20° com o propósito de melhorar a isolamento entre as portas de feixe das extremidades (portas 1 e 4). Outros recursos foram incrementados ao método, tais como a alteração dos contornos da lente pela modificação do parâmetro  $g$  dentro de limites aceitáveis do erro de focagem. Também foi realizada a substituição dos “tapers” das portas fantasmas por padrões de “tapers” disponíveis na biblioteca do ADS. Isto possibilitou criar procedimentos de otimização para a lente em função de resultados de perda de retorno e isolamento. A estrutura final teve alteração dos contornos da lente para melhorar a isolamento entre as portas ( $g = 0,97g_{ótimo}$ ) e foi otimizada para utilização com “arrays” de antenas “microstrip” nas frequências de 4,5, 5 e 5,5 GHz.

Antes de iniciar a fabricação de um protótipo, o projeto foi concluído com o diagrama de radiação obtido da simulação no ADS via pós-processamento do campo distante associado à arquitetura lente e “array” de antenas “microstrip” na frequência de 5,5 GHz, onde o direcionamento de feixe alcançado em função da porta de feixe excitada apresentou resultado compatível com os cálculos do projeto, o que qualifica a metodologia desenvolvida e empregada.

Foi realizada a fabricação de um protótipo da lente em uma placa de 5" x 5" do substrato Rogers RT/duroid 6010 e também de “arrays” de antenas “microstrip”. Os resultados obtidos em várias medições das perdas de retorno das portas de feixe, da isolamento entre essas portas e dos diagramas de radiação

associado a cada porta de feixe na frequência de 5,5 GHz, reproduzem de forma bastante próxima as simulações apresentadas.

A publicação desse trabalho em congresso internacional demonstra a credibilidade da metodologia empregada no projeto de lentes de Rotman em “microstrip” e também se trata de outra contribuição importante e não relatada na literatura.

O Capítulo 4 foi concluído com uma interessante exploração dos conceitos fundamentais de “phased array” adaptado à lente desenvolvida com  $\psi = \alpha = 20^\circ$  com a finalidade de atingir uma varredura no feixe de  $\pm 30^\circ$  (especificação inicial do projeto) com a alteração no espaçamento entre os elementos do “array” de antenas. O ADS foi utilizado na avaliação das alterações na varredura de feixe e o objetivo foi alcançado.

No Capítulo 5, a nova metodologia para o desenvolvimento de lentes de Rotman em “microstrip” é avaliada no contexto das novas pesquisas para a telefonia móvel 5G, onde um sistema de direcionamento de feixe eletrônico de feixe será fundamental, tanto na estação base como também nos aparelhos celulares [Rappaport et al, 2014].

Através das simulações eletromagnéticas no ADS, a lente projetada com o substrato Rogers RT/duroid 6010 apresentou bons resultados para a frequência especificada (28 GHz). Após as devidas adaptações, um “layout” para prototipagem foi obtido através dos processos de otimização.

A grande dificuldade de conectorização do protótipo da lente na frequência de 28 GHz não impossibilitou as medidas para a identificação do direcionamento do feixe em função da porta de feixe excitada. Após considerações sobre a equalização dos ganhos das portas de feixe, foi possível verificar que os resultados estavam compatíveis com as simulações de determinação do diagrama de radiação.

Quanto às dificuldades de conectorização do protótipo em 28 GHz, foi considerado que um processo de soldagem manual não seria o mais adequado também por causa da fragilidade do substrato de fina espessura empregado. Para não utilizar solda, foi fabricada uma adaptação mecânica para os conectores, mas as medidas de perda de retorno, isolamento e transmissão não puderam atestar a eficiência deste tipo de conexão na lente de 28 GHz, considerando a expectativa gerada pelos resultados das simulações.

Considerando que as pesquisas recentes têm utilizado sistemas “phased array” convencionais na fabricação de protótipos de aparelhos celulares, pode-se afirmar que o desenvolvimento desta lente em 28 GHz representa uma contribuição original tanto para o meio acadêmico quanto para as indústrias de telefonia móvel, devido a sua simplicidade e baixo custo de fabricação.

Desta forma, as principais contribuições da presente tese podem ser resumidas através dos seguintes itens:

- 1- Um resumo detalhado descrevendo as lentes eletromagnéticas;
- 2- Um novo método de projeto, ainda não descrito na literatura científica, extremamente adequado para ser ativado através de ferramentas computacionais onde as equações que definem a lente são obtidas em função da abertura dos “tapers” projetados e realizados em “microstrip”;
- 3- Projeto, simulação, realização e medição detalhada de configurações de lente de Rotman em 5,5 GHz apresentando resultados compatíveis com o projeto e com as simulações. Esta faixa de frequência é utilizada em radares “phased array” (banda C) para detecção de alvos em 3D; e
- 4- Projeto, simulação, realização e medição detalhada de configurações de lente de Rotman em 28 GHz apresentando resultados compatíveis com o projeto e com as simulações. Este item está associado a aplicações da tecnologia “wireless” 5G, atualmente sendo viabilizada em testes de campo através de varredura de feixes. No caso presente, vislumbra-se a substituição de um conjunto de circuitos eletrônicos operando em 28 GHz por uma célula de lente de Rotman similar ao protótipo apresentado no Capítulo 5 desta tese. Esta implementação aqui proposta não está reportada na literatura.

Finalmente, a partir dos resultados obtidos, são indicados como propostas de trabalhos futuros os seguintes itens:

- 1- Estudo para a minimização dos erros de focagem para projetos de lentes com  $\psi \neq \alpha$ ;
- 2- Desenvolvimento de lentes de Rotman em “microstrip” utilizando substratos dielétricos de alta constante dielétrica ( $\epsilon_r \geq 20$ );
- 3- Desenvolvimento de um sistema de antenas para a telefonia móvel 5G empregando lente de Rotman em “microstrip”;
- 4- Aperfeiçoar a ferramenta de apoio à reprodução do “layout” da lente no ADS (planilha em EXCEL) para tornar mais amigável ao usuário;

5- Aperfeiçoar a técnica de adaptação mecânica para conexões na faixa de ondas milimétricas considerando a possibilidade de utilização de outros materiais;

6- Medição das melhores antenas em câmara anecoica para verificar ganho e lóbulos secundários;

7- Desenvolver outras estruturas para o casamento das portas fantasmas, considerando a possibilidade de utilização de grafeno ou outros materiais absorvedores de RF; e

8- Simular os melhores resultados em outros "softwares" de simulação eletromagnética, tais como "High Frequency Structural Simulator" (HFSS) e "Computer Simulation Technology" (CST).

## 7

**Referências bibliográficas**

4G Americas, **5G Spectrum Recommendations**, August 2015.

BALANIS, C. A. **Antenna theory - analysis and design**. Third Edition. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.

BOYNS, J.E. and PROVENCHER, J.H. **Experimental Results of a Multifrequency Array Antenna**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 20, pp. 106 - 107, Jan. 1972.

BRAGA, P.T., DA CÁS, E., MOSSO, M. M., CARVALHO, J.B., FERREIRA FILHO, I.L. **An Ultra-Large Bandwidth Low Cost Bias-Tee**. MOMAG 2016, 25 a 29 de julho de 2016, Porto Alegre, RS, Brasil.

CARLEGRIM, B. and PETTERSSON, L. **Rotman Lens in Microstrip Technology**. 22nd European Microwave Conference, vol. 2, pp. 882 - 887, Helsinki, Sept. 1992.

CARVALHO, J.B., MOSSO, M. M., MAGRI, V.P.R., FERREIRA FILHO, I.L. **Detectors de Sinais de Micro-Ondas**. I Workshop da Pós-graduação em Física: Um olhar sobre a Física – desafios e perspectivas, 15 e 16 de outubro de 2012, Juiz de Fora, MG, Brasil.

CASTRO, F. **Sistemas de Armas - Radares de Varredura Eletrônica**. <<http://sistemasdearmas.com.br/>>.

CASTRO, F. **Sistemas de Armas - Radares Navais Europeus**. <<http://sistemasdearmas.com.br/>>.

DMC R&D Center, Samsung Electronics Co., Ltd. **5G Vision**, February 2015.

DONG, J., ZAGHLOUL, A. I., ROTMAN, R. **A Fast Ray-Tracing Method for Microstrip Rotman Lens Analysis**. XXIXth URSI General Assembly, Chicago, Aug. 2008.

DONG, J., ZAGHLOUL, A. I., ROTMAN, R. **Phase-error Performance of Multi-focal and Non-focal Two-dimensional Rotman Lens Designs**. IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 4, iss. 12, pp. 2097 - 2103, Dec. 2010.

FERREIRA FILHO, I.L. and MOSSO, M. M. **A New Concept of Microstrip Rotman Lens Design**. 2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference. Porto de Galinhas, PE, Nov. 2015. DOI 10.1109/IMOC.2015.7369130.

FERREIRA FILHO, I.L., MOSSO, M. M., CARVALHO, J.B. **A Simple ECL Mixer With Gain Conversion**. MOMAG 2016, 25 a 29 de julho de 2016, Porto Alegre, RS, Brasil.

FERREIRA FILHO, I.L. **Um novo módulo de antena para o MAGE RDL**. Dissertação de Mestrado, 2000, Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, Brasil.

GENT, H., JONES, S. S. D., BROWNE, A. A. L. **Improvements in or Relating to Electromagnetic Wave Lens and Mirror Systems**. British Provisional Patent Specification No. 25926/56, Aug. 1956.

HALL, L., Hansen, H., Abbott, D. **Design of smart multi-beam mm-wave antennas**. Proceedings of SPIE, Smart Electronics and MEMS II, vol. 4236, pp. 188 - 193, March 2001.

HANSEN, R.C. **Design Trades for Rotman Lenses**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 39, no. 4, pp. 464 - 472, Apr. 1991.

HANSEN, R.C. **Phased Array Antennas**. Second Edition. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2009.

HERD, J. **Phased Array Radar Basics**. MIT Lincoln Laboratory, November 2009.

HUQUE, M. T. I. u., HOSAIN, M. K., ISLAM, M. S., CHOWDHURY, M. A. A. **Design and Performance Analysis of Microstrip Array Antennas with Optimum Parameters for X-band Applications**. International Journal of Advanced Computer Science and Applications, IJACSA, vol. 2, nº 4, pp. 81-87, 2011.

Keysight EEsof Electronic Design Automation (EDA) Software, **Advanced Design System (ADS) 2011**. < [www.keysight.com](http://www.keysight.com) >.

Keysight EEsof Electronic Design Automation (EDA) Software, **Advanced Design System (ADS) 2015**. < [www.keysight.com](http://www.keysight.com) >.

KILIC, O. and DAHLSTROM, R. **Rotman Lens Beam Formers for Army Multifunction RF Antenna Applications**. 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2B, pp. 43 - 46, July 2005.

KILIC, O. and WEISS, S. **Dielectric Rotman Lens Design for Multi-function RF Antenna Applications**. 2004 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 1, pp. 659 - 662, June 2004.

KIM, S. and REBEIZ, G. M. **A Low-Power BiCMOS 4-Element Phased Array Receiver for 76-84 GHz Radars and Communication Systems**. IEEE J. Solid State Circuits, vol. 47, no. 2, pp. 359-367, Feb. 2012.

KOBAYASHI, M. and SAWADA, N. **Analysis and Synthesis of Tapered Microstrip Transmission Lines**. IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques, vol. 40, no. 8, pp. 1642 - 1646, Aug. 1992.

LAMBRECHT, A., BEER, S., ZWICK, T. **True-Time-Delay Beamforming With a Rotman-Lens for Ultrawideband Antenna Systems**. IEEE Transactions on Antennas And Propagation, vol. 58, no. 10, pp. 3189 - 3195, Oct. 2010.

LEE, D., LEE, S., CHEON, C., KWON, Y. **A Two-Dimensional Beam Scanning Antenna Array Using Composite Right/Left Handed Microstrip Leaky-Wave Antennas**. 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, pp. 1883 - 1886, Honolulu, HI, June 2007.

LEE, W., KIM, J., CHO, C. S., YOON, Y. J. **Beamforming Lens Antenna on a High Resistivity Silicon Wafer for 60 GHz WPAN**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 3, pp. 706 - 713, March 2010.

LEE, W., KIM, J., CHO, C. S., YOON, Y. J. **Compact Two-Layer Rotman Lens-Fed Microstrip Antenna Array at 24 GHz**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 2, pp. 460 - 466, Feb. 2011.

MAILLOUX, R. J. **Phased Array Antenna Handbook**. Second Edition. Artech House, Inc., Norwood, Massachusetts, 2005.

MUSA, L. and SMITH, M. S. **Microstrip Port Design and Sidewall Absorption for Printed Rotman Lenses**. Proceedings H of the IEE - Microwaves, Antennas and Propagation, vol.136, pp. 53-58, Feb. 1989.

NERI, F. **Introduction to Eletronic Defense Systems**. Second Edition. Artech House, Inc., Norwood, Massachusetts, 2001.

NISHIWAKI, H., SAKAKIBARA, K., KIKUMA, N., HIRAYAMA, H. **Design of Rotman-lens Feeding-circuit for Multi-layer Beam-scanning Microstrip Antenna in Millimeter-wave Band**. 2012 International Symposium on Antennas and Propagation, ISAP, pp. 255 - 258, Nagoya, Oct. 2012.

PETERSON, A.F. and RAUSCH, E. O. **Scattering Matrix Integral Equation Analysis for the Design of a Waveguide Rotman Lens**. IEEE Transactions on Antennas And Propagation, vol. 47, no. 5, pp. 870 - 878, May 1999.

RAPPAPORT, T. S., ROH, W., CHEUN, K. **Mobile's Millimeter-wave Makeover**. IEEE Spectrum, vol. 51, iss. 9, pp. 34 - 58, Aug. 2014.

RAPPAPORT, T. S., SUN, S., MAYZUS, R., ZHAO, H., AZAR, Y., WANG, K., WONG, G. N., SCHULZ, J. K., SAMIMI, M., GUTIERREZ, F. **Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!** IEEE Access, vol. 1, pp. 335 - 349, May 2013.

ROTMAN, W. and TURNER, R. **Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-11, no. 6, pp. 623-632, Nov. 1963.

RUSSELL, 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, vol. 45, no. 12, Dec. 1997.

RUZE, J. **Wide-angle Metal-Plate Optics**. Proceedings of the IRE, vol. 38, pp. 53-58, Jan. 1950.

SCHULWITZ, L. and MORTAZAWI, A. **A New Low Loss Rotman Lens Design Using a Graded Dielectric Substrate**. IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques, vol. 56, no. 12, pp. 2734 - 2741, Dec. 2008.

SHAHRAMIAN, S., BAEYENS, Y., CHEN, Y. K. **A 70-100 GHz Direct-Conversion Transmitter and Receiver Phased Array Chipset in 0.18 $\mu$ m SiGe BiCMOS Technology**. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, RFIC, pp. 123-126, Jun. 2012.

SHIN, W., INAC, O., OU, Y. C., KU, B., REBEIZ, G. M. **A 108-112 GHz 4x4 Wafer-Scale Phased Array Transmitter with High-Efficiency On-Chip**

**Antennas.** IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, RFIC, pp. 199-202, Jun. 2012.

SIMON, P. S. **Analysis And Synthesis of Rotman Lenses.** 22nd AIAA International Communications Satellite Systems Conference & Exhibit, Monterey, May 2004.

SKOLNIK, M. I. **Introduction to Radar Systems.** Third Edition. Tata McGraw-Hill Publishing Company Limited, New Delhi, 2001.

SMITH, M. S. **Multiple Beam Crossovers for a Lens-fed Antenna Array.** Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers, vol. 55, iss. 1, pp. 33 - 36, Jan. 1985.

VASHIST, S., DUTTA, U., SONI, M. K. **Design And Performance Analysis of Rotman Lens.** International Journal of Engineering Research and Applications, IJERA, vol. 2, iss. 4, pp. 1792 - 1795, July 2012.

WANG, Z. X., FAN, D. P., YOU, L. Z. **A Design of Microstrip Rotman Lens.** 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMWT, vol. 2, pp. 1-4, Shenzhen, May 2012.

ZAGHLOUL, A. I and DONG, J. **A Concept for a Lens Configuration for 360° Scanning.** IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, pp. 985 - 988, Aug. 2009.