

Tese apresentada à Pró-Reitoria de Pós-Graduação e Pesquisa do Instituto Tecnológico de Aeronáutica como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências no Curso de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica e Computação, Área de Microondas e Optoeletrônica.

Guilherme Gomes Peixoto

**ASSINATURAS DE SINAIS DE RADAR DE ALVOS SIMPLES
E DE MODELOS DE ALVOS COMPLEXOS:
UM ESTUDO NA BANDA X EM CÂMARA ANECÓICA**

Tese aprovada em sua versão final pelos abaixo assinados:



Prof^a. Dra. Mirabel Cerqueira Rezende
Orientadora

Prof. Dr. Homero Santiago Maciel
Pró-Reitor de Pós-Graduação e Pesquisa

Campo Montenegro

São José dos Campos, SP – Brasil

2006

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)
Divisão Biblioteca Central do ITA/CTA

Peixoto, Guilherme Gomes

Assinaturas de sinais de radar de alvos simples e de modelos de alvos complexos: um estudo na banda X em câmara anecóica / Guilherme Gomes Peixoto.
São José dos Campos, 2006.
210f.

Tese de mestrado – Curso de Engenharia Eletrônica e Computação , Área de Microondas e Optoeletrônica. Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2006. Orientadora: Prof^ª. Dra. Mirabel Cerqueira Rezende.

1. Seção reta radar. 2. Câmara anecóica. 3. Materiais absorvedores de microondas. I. Comando-Geral de Tecnologia Aeroespacial. Instituto Tecnológico de Aeronáutica. Divisão de Engenharia Aeronáutica e Mecânica. II. Título.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

PEIXOTO, Guilherme Gomes. **Assinaturas de sinais de radar de alvos simples e de modelos de alvos complexos: um estudo na banda X em câmara anecóica**. 2006. 210f. Tese de mestrado – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: Guilherme Gomes Peixoto

TÍTULO DO TRABALHO: Assinaturas de sinais de radar de alvos simples e de modelos de alvos complexos: um estudo na banda X em câmara anecóica

TIPO DO TRABALHO/ANO: Tese / 2006

É concedida ao Instituto Tecnológico de Aeronáutica permissão para reproduzir cópias desta tese e para emprestar ou vender cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta tese pode ser reproduzida sem a autorização do autor.

Guilherme Gomes Peixoto
Rua Santa Clara, 350.
12243-630 São José dos Campos – SP

**Assinaturas de Sinais de Radar de Alvos Simples
e de Modelos de Alvos Complexos:
um Estudo na Banda X em Câmara Anecóica**

Guilherme Gomes Peixoto

Composição da Banca Examinadora:

Prof. Dr. Carlos de Moura Neto	Presidente – ITA
Prof ^ª . Dra. Mirabel Cerqueira Rezende	Orientadora – ITA / AMR
Prof. Dr. Pedro José de Castro	INPE
Prof. Dr. Alberto José de Faro Orlando	ITA
Prof. Dr. Marcos Antonio Ruggieri Franco	ITA / IEAv

ITA

Dedicatória

Aos meus pais e toda minha família pela convivência e incentivo.

Agradecimentos

Ao Adriano Luiz de Paula, pelas incontáveis horas gastas na câmara anecóica, no auxílio a inúmeros ajustes de posicionamento de alvos e sucessivas medidas até os resultados esperados.

À Prof^ª. Dra. Mirabel Cerqueira Rezende, pela orientação, pelo incentivo e incansável dedicação ao Projeto MARE.

Ao Leonildo Genova, pelo projeto das formas geométricas e pelo projeto do modelo da aeronave ERJ-145.

À Divisão de Mecânica do IAE – AME, pela usinagem de diversos alvos.

Ao João Carlos Fernandes, pelo trabalho primoroso de montagem do modelo da aeronave e construção dos suportes dos alvos.

À pesquisadora Dra. Cristina Moniz Araújo Lopes, pelo desenvolvimento do MARE utilizado neste trabalho.

Quero agradecer, também, ao Jefferson Rodrigues Tavares pelas fotos e à Biblioteca da AMR, pelo apoio na composição das referências.

Enfim, minha gratidão a todos do Projeto MARE. Sem o apoio desses profissionais, este trabalho não teria sido concretizado.

Não entregues tua vida à tristeza, nem te atormentes com tuas reflexões. A alegria do coração é a vida do homem e o contentamento lhe multiplica os dias.

Eclesiástico XXX, 22-23.

Resumo

Este trabalho apresenta um estudo de assinaturas de sinais de radar de alvos de geometrias simples e complexas, na faixa de frequências de 8 – 12 GHz (banda X). Os alvos de geometrias simples estudados são: esfera, placa plana, disco, cilindro, cone e refletores de canto (diedros e triedro). Como alvo de geometria complexa caracterizado tem-se o modelo em escala da aeronave ERJ-145. Os diagramas de refletividade são obtidos em câmara anecóica, na condição quase-monoestática. A calibração do sistema de medidas, na banda X, é realizada pelo uso de uma lente de Luneberg e uma placa plana. Apresenta-se um amplo e detalhado arquivo de diagramas de RCS (*Radar Cross Section*), dos alvos de geometrias simples, cujas informações apóiam a caracterização do alvo de geometria complexa. A redução de RCS é também avaliada considerando-se os parâmetros geometria do alvo e a aplicação de Material Absorvedor de Radiação Eletromagnética (MARE). Entre os resultados coletados pode-se mencionar que o diedro de 50° apresenta uma redução de RCS, no ângulo de 0°, de 94% em relação ao diedro de 90°, devido à contribuição da geometria. É também observado que a aplicação de MARE no diedro de 90° promove uma redução da sua RCS de 99%, em 10 GHz. A caracterização do modelo da aeronave ERJ-145 mostra a complexidade da análise de diagramas de RCS de alvos complexos.

Palavras-chave: Seção reta radar, Alvos para radar, Material absorvedor de radiação eletromagnética.

Abstract

This work shows a study involving radar signatures of simple and complex geometry targets, in the frequency range of 8 – 12 GHz (X band). The studied simple geometry targets are: sphere flat plate, disk, cylinder, cone and corner reflectors (dihedral and trihedral). The used complex geometry target is a scale model of the aircraft ERJ-145. The reflectivity diagrams are obtained in anechoic chamber, in the quasi-monostatic condition. The calibration of the experimental apparatus in the X band is performed by using a Luneberg lens and a flat plate. A large and detailed archive of RCS (Radar Cross Section) diagrams of the simple geometry targets is depicted supporting the characterization of the complex target. The RCS reduction is also evaluated correlating the target geometry parameter with the Radar Absorbing Material (RAM) application. Among the collected results it can be cited that the dihedral of 50° presents a RCS reduction, at 0° , of 94% in relation to the dihedral of 90° , due the geometry contribution. It is also observed that the RAM application on the dihedral of 90° promotes the RCS reduction in 99%, at 10 GHz. The characterization of the aircraft ERJ-145 shows the complexity of this analysis involving a complex target.

Keywords: Radar cross section, Radar targets, Radar absorbing material.

Sumário

Resumo	i
Abstract	ii
Lista de Figuras	vii
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xv
Lista de Símbolos	xvi
Capítulo 1 - Considerações Gerais	1
1. 1 Introdução	1
1. 2 Motivação e Objetivos	3
1. 2.1 Motivação	3
1. 2.2 Objetivos	5
1. 3 Estrutura do Trabalho	5
Capítulo 2 - Assinaturas de Sinais de Radar de Alvos Simples e Complexos	7
2. 1 Breve Histórico da Refletividade de Ondas Eletromagnéticas	7
2. 2 Espalhamento do Campo Elétrico sobre uma Superfície Condutora	13
2. 3 Equação do Radar	16
2. 4 Definição da Seção Reta Radar (<i>RCS – Radar Cross Section</i>)	19
2. 5 RCS de Alvos de Geometrias Simples	22
2. 5.1 RCS de Placa Plana	22
2. 5.2 RCS de Esfera	27
2. 5.3 RCS de Disco	28
2. 5.4 RCS de Cilindro	31
2. 5.5 RCS de Cone	35
2. 5.6 RCS de Refletores de Canto	38
2. 5.6.1 Diedro	39
2. 5.6.2 Triedro	44
2. 6 RCS de Alvos de Geometrias Complexas	45

2. 7	RCS de Modelos em Escala	47
Capítulo 3 - Redução da Seção Reta Radar de Aeronaves		51
3. 1	Considerações Iniciais	51
3. 2	Efeitos da Forma Geométrica	52
3. 3	Material Absorvedor de Radiação Eletromagnética - MARE	55
Capítulo 4 - Materiais e Métodos		60
4. 1	Sistema de Medidas de RCS	60
4. 2	Fontes de Erros no Processo de Medição	63
4. 3	Calibração	64
4. 4	Alvos Simples Utilizados para Medidas de Refletividade e RCS	68
4. 4.1	Esfera	68
4. 4.2	Placa Plana	69
4. 4.2.1	Placa Plana de Acrílico-Alumínio	69
4. 4.3	Disco	70
4. 4.4	Cilindro	71
4. 4.5	Cones	71
4. 4.6	Refletores de Canto	72
4.4.6.1	Diedro de 90°	72
4.4.6.2	Diedro de 50°	73
4.4.6.3	Diedro de Faces Desiguais.....	74
4.4.6.4	Diedro de 100°	74
4.4.6.5	Triedro	75
4. 5	Alvos Complexos Utilizados para Medidas de Refletividade e RCS.....	75
4. 5.1	Cilindro-Cone	76
4. 5.2	Modelo de Aeronave	76
4. 6	MARE	79
Capítulo 5 - Resultados e Discussão		82
5. 1	Considerações Iniciais	82
5. 2	Diagrama de Refletividade da lente de Luneberg	84

5. 3	Diagramas de RCS dos Alvos de Geometria Simples.....	85
5. 3.1	Diagrama de Refletividade e de RCS da Esfera.....	85
5. 3.2	Diagramas de Refletividade e de RCS da Placa Plana	88
5. 3.2.1	Diagramas de Refletividade e de RCS da Placa Plana 20 cm x 20 cm	88
5. 3.2.2	Diagrama de Refletividade da Placa Plana 50 cm x 50 cm	95
5. 3.3	Diagramas de RCS do Disco	97
5. 3.4	Diagramas de RCS do Cilindro	99
5. 3.5	Diagramas de RCS dos Cones	103
5. 3.6	Diagramas de RCS do Diedro de 90°	107
5. 3.7	Diagramas de RCS do Triedro	110
5. 4	Diagramas de RCS dos Alvos de Geometrias Complexas	113
5. 4.1	Diagramas de RCS do Cilindro-Cone	113
5. 4.2	Diagramas de RCS do Modelo de Aeronave	115
5. 5	Efeitos da Forma Geométrica	121
5. 5.1	Diagrama de RCS da Placa Plana Rotacionada em 45°	121
5. 5.2	Diagrama de RCS da Placa Plana Inclinada em 45°	123
5. 5.3	Diagrama de Refletividade da Placa Seccionada na Diagonal	124
5. 5.4	Diagrama de Refletividade da Placa Plana Acrílico - Alumínio	125
5. 5.5	Diagramas de Refletividade do Diedro de 100°	126
5. 5.6	Diagrama de RCS do Diedro de 50°	128
5. 5.7	Diagramas de RCS do Diedro de Faces Desiguais.....	130
5. 6	Efeitos do MARE	131
5. 6.1	Diagrama de Refletividade da Placa Plana com MARE	132
5. 6.2	Diagrama de RCS do Diedro de 90° com MARE	133
5. 6.3	Diagrama de RCS do Diedro de 100° com MARE	134
5. 6.4	Diagrama de RCS do Diedro de 50° com MARE	135
5. 6.5	Diagrama de RCS do Diedro de Faces Desiguais com MARE	137
	Capítulo 6 - Conclusão	138
	Capítulo 7 - Sugestões para Novos Estudos e Trabalhos Técnico-Científicos Gerados	140

7. 1	Sugestões para Trabalhos Futuros	140
7. 2	Trabalhos Técnico-Científicos Gerados	141
	Capítulo 8 - Referências	142
	Apêndice A - Programa em MATLAB para Cálculo do Espalhamento do Campo Elétrico sobre uma Superfície Condutora.....	153
	Apêndice B - Programa em MATLAB para Cálculo de RCS de Placa Plana	154
	Apêndice C - Função de Bessel de Primeira Espécie e Primeira Ordem	156
	Apêndice D - Programa em MATLAB para Cálculo de RCS de Disco	157
	Apêndice E - Programa em MATLAB para Cálculo de RCS de Cilindro	158
	Apêndice F - Programa em MATLAB para Cálculo de RCS de Diedro	160
	Apêndice G - Características de Aeronaves Furtivas	162
	Apêndice H - Considerações sobre Campo Distante	172
	Anexo A - Projetos dos Principais Alvos de Geometrias Simples e Complexas	176

Lista de Figuras

Capítulo 2 - Assinaturas de Sinais de Radar de Alvos Simples e Complexos

Figura 2.1	<i>Chain Home</i> : sistema usado na Inglaterra para detecção de aeronaves durante a Segunda Guerra Mundial	9
Figura 2.2	Configurações de radares: (a) radar monoestático (b) radar biestático	12
Figura 2.3	Equipamentos para medida de refletividade de alvos reais (<i>RASCAT</i> – Holloman – Novo México)	13
Figura 2.4	Onda plana e uniforme incidente em uma placa retangular condutora	14
Figura 2.5	Incidência e reflexão da onda plana na placa condutora	15
Figura 2.6	Espalhamento do campo elétrico, em duas dimensões, devido a uma onda plana incidente com ângulo de aspecto de 30° sobre uma placa retangular ...	16
Figura 2.7	Principal plano de RCS monoestático de uma placa quadrada ($a = b = 5\lambda$) ...	24
Figura 2.8	Medida de RCS de uma placa em função do ângulo de aspecto (θ)	25
Figura 2.9	Placa plana rotacionada em 45°	26
Figura 2.10	RCS da placa plana rotacionada em 45°	26
Figura 2.11	RCS de uma esfera condutora	27
Figura 2.12	Onda plana e uniforme incidente sobre um disco de raio a	28
Figura 2.13	Comparação entre predição (pontos) e experimental (linha contínua) da RCS de um disco	29
Figura 2.14	Predição de RCS de um disco de raio 0,1 m na frequência de 10 GHz	30
Figura 2.15	Onda plana e uniforme incidente obliquamente em um cilindro de base circular	31
Figura 2.16	Simulação da RCS de um cilindro de comprimento 0,71 m e diâmetro 0,14 m em 5,4 GHz (banda C)	33
Figura 2.17	Medida da RCS do cilindro em 5,4 GHz (banda C)	34
Figura 2.18	Seção longitudinal de um cone circular reto, onde l é o comprimento, a é o raio da base, γ é o ângulo entre o eixo de simetria e a geratriz do cone e θ é o ângulo de aspecto	35
Figura 2.19	Seção longitudinal do cone usado como alvo, onde $l = 2,374$ m é o comprimento, $a = 0,864$ m é o raio da base, $\gamma = 20^\circ$ é o ângulo entre o eixo de simetria e a geratriz do cone	36

Figura 2.20	Medidas da RCS do cone de comprimento 2,374 m e raio da base de 0,864 m. A notação Mcps refere-se a megaciclos por segundo ou MHz	37
Figura 2.21	Incidência de onda plana em um diedro ortogonal de faces iguais	39
Figura 2.22	Geometria de um diedro genérico	39
Figura 2.23	Iluminação incompleta da face A por uma onda refletida na face B e vice-versa	41
Figura 2.24	Medida de RCS de um diedro de 90°	43
Figura 2.25	Triedro quadrado de aresta de dimensão l	44
Figura 2.26	Aeronave modelada como um conjunto de geometrias simples	46
Figura 2.27	Diagrama polar da RCS da aeronave B-26	46
Figura 2.28	Medida de RCS de um modelo de um Boeing 737 em 10 GHz, com fator de escala $S = 15$: (a) medida em <i>compact range</i> (b) medida a uma distância de 255 m	49

Capítulo 3 - Redução da Seção Reta Radar de Aeronaves

Figura 3.1	RCS de diedros distintos: (1) diedro de faces desiguais e ângulo de 90°, (2) diedro com faces iguais e ângulo de 100°	52
Figura 3.2	Difração de ondas eletromagnéticas	54
Figura 3.3	Propagação e espalhamento de ondas de superfície em um alvo	55

Capítulo 4 - Materiais e Métodos

Figura 4.1	Câmara anecóica localizada no IFI/CTA: (1) Alvo posicionado para caracterização sobre suporte recoberto com MARE piramidal; (2) Antenas piramidais na polarização horizontal; (3) Gerador de microondas	61
Figura 4.2	Equipamentos de controle e aquisição de dados da câmara anecóica	63
Figura 4.3	Lente de Luneberg da empresa Matthelec	66
Figura 4.4	Camadas de um núcleo de uma lente de Luneberg	66
Figura 4.5	Lente de Luneberg e o refletor que garante o retorno do sinal ao radar	67
Figura 4.6	Esfera metálica utilizada como alvo	68
Figura 4.7	Placa de alumínio de 20 cm x 20 cm utilizada como alvo	69
Figura 4.8	Placa plana de 20 cm x 20 cm: metade acrílico, metade alumínio	70
Figura 4.9	Disco de alumínio de 20 cm de diâmetro utilizado como alvo	70
Figura 4.10	Cilindro de 30 cm de comprimento e 10 cm de diâmetro	71
Figura 4.11	Cones utilizados como alvos	72

Figura 4.12	Diedro de 90° utilizado como alvo	73
Figura 4.13	Diedro de 50° usado como alvo	73
Figura 4.14	Diedro ortogonal e de faces desiguais utilizado como alvo	74
Figura 4.15	Diedro de 100° utilizado como alvo	75
Figura 4.16	Triedro quadrado utilizado como alvo	75
Figura 4.17	Cilindro-cone utilizado como alvo	76
Figura 4.18	Vista lateral da aeronave ERJ-145	77
Figura 4.19	Vista superior da aeronave ERJ-145	77
Figura 4.20	Vista frontal da aeronave ERJ-145	78
Figura 4.21	Desenho das três vistas principais do modelo da aeronave ERJ-145	78
Figura 4.22	Vista superior do modelo da aeronave ERJ-145 utilizado como alvo	79
Figura 4.23	Curva de refletividade do MARE utilizado, na faixa de frequências de 8 GHz a 12 GHz	80
Figura 4.24	Setor interno do diedro de faces desiguais recoberto com MARE desenvolvido e caracterizado na AMR	81
 Capítulo 5 - Resultados e Discussão		
Figura 5.1	Sinal do eco produzido pela câmara anecóica na ausência de alvo	83
Figura 5.2	Diagrama de refletividade da lente de Luneberg	84
Figura 5.3	Diagrama de refletividade da esfera na frequência de 9,375 GHz	86
Figura 5.4	Diagrama de RCS da esfera na frequência de 9,375 GHz	87
Figura 5.5	Predição de RCS da placa de 20 cm x 20 cm em 8 GHz	88
Figura 5.6	Predição de RCS da placa de 20 cm x 20 cm em 10 GHz	89
Figura 5.7	Predição de RCS da placa de 20 cm x 20 cm em 12 GHz	89
Figura 5.8	Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm em 9,375 GHz	90
Figura 5.9	Diagrama de RCS da placa de 20 cm x 20 cm em 9,375 GHz	91
Figura 5.10	Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm em 8 GHz	93
Figura 5.11	Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm em 10 GHz	93
Figura 5.12	Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm em 12 GHz	94
Figura 5.13	Diagrama de refletividade da placa de 50 cm x 50 cm na frequência de 12 GHz	96
Figura 5.14	Diagrama de RCS do disco de 10 cm de raio em 8 GHz	97

Figura 5.15	Diagrama de RCS do disco de 10 cm de raio em 10 GHz	98
Figura 5.16	Diagrama de RCS do disco de 10 cm de raio em 12 GHz	98
Figura 5.17	Predição de RCS do cilindro maciço de 30 cm de comprimento e 10 cm de diâmetro em 10 GHz	100
Figura 5.18	Diagrama de RCS do cilindro em 8 GHz	101
Figura 5.19	Diagrama de RCS do cilindro em 10 GHz	101
Figura 5.20	Diagrama de RCS do cilindro em 12 GHz	102
Figura 5.21	Diagrama de RCS do cone 1 em 8 GHz	104
Figura 5.22	Diagrama de RCS do cone 2 em 8 GHz	106
Figura 5.23	Predição de RCS do diedro ortogonal em 10 GHz	107
Figura 5.24	Diagrama de RCS do diedro de 90° em 8 GHz	108
Figura 5.25	Diagrama de RCS do diedro de 90° em 10 GHz	108
Figura 5.26	Diagrama de RCS do diedro de 90° em 12 GHz	109
Figura 5.27	Diagrama de RCS do triedro em 8 GHz	110
Figura 5.28	Diagrama de RCS do triedro em 10 GHz	110
Figura 5.29	Diagrama de RCS do triedro em 12 GHz	111
Figura 5.30	Diagrama de RCS do cilindro-cone em 8 GHz	113
Figura 5.31	Diagrama de RCS do cilindro-cone em 10 GHz	114
Figura 5.32	Diagrama de RCS do cilindro-cone em 12 GHz	114
Figura 5.33	Diagrama de RCS do modelo da aeronave ERJ-145 em 12 GHz. Ângulo de elevação: 0°	115
Figura 5.34	Vista do modelo da aeronave ERJ-145: cauda. Ângulo de elevação: 0°	116
Figura 5.35	Vista do modelo da aeronave ERJ-145: lateral direita. Ângulo de elevação: 0°	117
Figura 5.36	Vista do modelo da aeronave ERJ-145: frente. Ângulo de elevação: 0°	117
Figura 5.37	Vista do modelo da aeronave ERJ-145: lateral esquerda. Ângulo de elevação: 0°	118
Figura 5.38	Diagrama de RCS do modelo da aeronave ERJ-145 em 12 GHz. Ângulo de elevação: 30°	118
Figura 5.39	Vista do modelo da aeronave ERJ-145: cauda. Ângulo de elevação: 30°	119
Figura 5.40	Vista do modelo da aeronave ERJ-145: lateral direita. Ângulo de elevação: 30°	119

Figura 5.41	Vista do modelo da aeronave ERJ-145: frente. Ângulo de elevação: 30°	120
Figura 5.42	Vista do modelo da aeronave ERJ-145: lateral esquerda. Ângulo de elevação: 30°	120
Figura 5.43	Diagrama de RCS da placa de 20 cm x 20 cm rotacionada em 45° em 10 GHz	122
Figura 5.44	Placa plana de 20 cm x 20 cm inclinada em 45°	123
Figura 5.45	Superposição de diagramas de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm	124
Figura 5.46	Placa de 20 cm x 20 cm seccionada na diagonal	124
Figura 5.47	Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm seccionada na diagonal em 10 GHz	125
Figura 5.48	Diagrama de refletividade da placa acrílico-alumínio em 10 GHz	126
Figura 5.49	Diagrama de refletividade do diedro de 100° em 8 GHz	127
Figura 5.50	Diagrama de refletividade do diedro de 100° em 12 GHz	127
Figura 5.51	Diagrama de RCS do diedro de 50° em 10 GHz	128
Figura 5.52	Redução da RCS de diedros em função do ângulo de desvio da ortogonalidade, para $a = b = 20\lambda$ e ângulo de aspecto de 0°	129
Figura 5.53	Predição de RCS do diedro de 90° e faces desiguais em 10 GHz	130
Figura 5.54	Diagrama de RCS do diedro de faces desiguais em 10 GHz	131
Figura 5.55	Diagramas de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm com e sem MARE em 10 GHz	132
Figura 5.56	Diagramas de RCS do diedro de 90° com e sem MARE em 10 GHz	134
Figura 5.57	Diagramas de RCS do diedro de 100°, com e sem MARE, em 10 GHz	135
Figura 5.58	Diagramas de RCS do diedro de 50°, com e sem MARE, em 10 GHz	136
Figura 5.59	Diagramas de RCS do diedro assimétrico, com e sem MARE, em 10 GHz ...	137
Apêndice G - Características de Aeronaves Furtivas		
Figura G.1	Aeronave F-15	162
Figura G.2	Aeronave A-10 e as principais contribuições para a RCS	163
Figura G.3	Aeronave Blackbird SR-71	164
Figura G.4	Idéias que levaram ao desenvolvimento do <i>Have Blue</i>	165
Figura G.5	F-117A: planos em ângulos na fuselagem controlam a reflexão especular e as ondas de superfície	166
Figura G.6	Bombardieiro B-2: superfícies arredondadas	167

Figura G.7	Bombardeiro B-2: entradas de ar em forma de serra	168
Figura G.8	F/A-22	169
Figura G.9	Aeronave JSF X35	170
Apêndice H - Considerações sobre Campo Distante		
Figura H.1	Frente de onda esférica incidente no alvo	172
Figura H.2	Desvio de fase da frente de onda esférica incidente	173
Figura H.3	Efeito na medida da refletividade para um alvo de 10λ de comprimento para várias distâncias	175
Anexo A - Projetos dos Principais Alvos de Geometrias Simples e Complexas		
Figura A.1	Projeto da esfera: fase inicial	176
Figura A.2	Projeto da esfera: fase intermediária	177
Figura A.3	Projeto da esfera: fase final	178
Figura A.4	Projeto do cilindro de 30 cm de comprimento e 10 cm de diâmetro	179
Figura A.5	Projeto do cone 1	180
Figura A.6	Projeto do cone 2	181
Figura A.7	Projeto do cilindro-cone	182
Figura A.8	Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: fuselagem	183
Figura A.9	Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: asa esquerda	184
Figura A.10	Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: asa direita	185
Figura A.11	Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: turbina	186
Figura A.12	Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: suporte das asas	187
Figura A.13	Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: empena da cauda	188
Figura A.14	Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: estabilizador	189

Lista de Tabelas

Capítulo 2 - Assinaturas de Sinais de Radar de Alvos Simples e Complexos

Tabela 2.1	Bandas usadas em radares e uso geral	11
Tabela 2.2	Alcance de detecção em função da redução da RCS	19
Tabela 2.3	Valores típicos de RCS frontal de alguns alvos	21
Tabela 2.4	Valores máximos da RCS de um cilindro de 0,14 m de diâmetro e 0,71 m de comprimento	34
Tabela 2.5	Valores máximos da RCS do cone da Figura 2.19 em dBm^2	38
Tabela 2.6	Variáveis usadas para obtenção da RCS de um diedro	42
Tabela 2.7	RCS máx. para as configurações de triedros	45
Tabela 2.8	Relações de escala das grandezas físicas	48

Capítulo 5 - Resultados e Discussão

Tabela 5.1	RCS máxima teórica e experimental da placa de 20 cm x 20 cm na frequência de 9,375 GHz	91
Tabela 5.2	Níveis da máxima potência de reflexão e RCS teórica da placa plana de 20 cm x 20 cm nas frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz	95
Tabela 5.3	Refletividade teórica e experimental da placa de 50 cm x 50 cm na frequência de 12 GHz: incidência perpendicular	96
Tabela 5.4	Resultados teórico e experimental para a RCS do disco de 10 cm de raio na frequência de 10 GHz	99
Tabela 5.5	Resultados teóricos e experimentais para a RCS do cilindro de 30 cm de comprimento e de 10 cm de diâmetro na frequência de 10 GHz	103
Tabela 5.6	Resultados teóricos e experimentais para a RCS do cone 1 em 8 GHz	105
Tabela 5.7	Resultados teóricos e experimentais para a RCS do cone 2 em 8 GHz	106
Tabela 5.8	Resultados teórico e experimental para a RCS máxima do diedro ortogonal de faces de dimensões de 17 cm x 17 cm na frequência de 10 GHz	109
Tabela 5.9	Resultados teórico e experimental para a RCS máxima do triedro quadrado de faces de dimensões de 12 cm x 12 cm na frequência de 10 GHz	111
Tabela 5.10	Atenuação da amplitude do lóbulo principal para a placa de 20 cm x 20 cm recoberta com MARE: incidência perpendicular (0°).....	132
Tabela 5.11	Redução da RCS máxima do diedro de 90° recoberto com MARE: incidência perpendicular (0°)	133

Tabela 5.12	Redução da RCS máxima do diedro de 100° recoberto com MARE: incidência perpendicular (0°)	135
Tabela 5.13	Redução da RCS máxima do diedro de 50° recoberto com MARE: incidência perpendicular (0°)	136
Tabela 5.14	Redução da RCS máxima do diedro de faces assimétricas recoberto com MARE: incidência perpendicular (0°)	137

Lista de Abreviaturas e Siglas

RCS	<i>Radar Cross Section</i>
MARE	Material Absorvedor de Radiação Eletromagnética
RAM	<i>Radar Absorbing Material</i>
LO	<i>Low Observable</i>
IAE	Instituto de Aeronáutica e Espaço
AMR	Divisão de Materiais
CTA	Comando-Geral de Tecnologia Aeroespacial
ITA	Instituto Tecnológico de Aeronáutica
IFI	Instituto de Fomento e Coordenação Industrial
IEAv	Instituto de Estudos Avançados
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
CW	<i>Continuous Wave</i>
RADAR	<i>Radio Detection and Ranging</i>
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
NRL	<i>Naval Research Laboratory</i>
RATSCAT	<i>Radar Target Scatter</i>
SER	<i>Surface Équivalente Radar</i>
PO	<i>Physical Optics</i>
GTD	<i>Geometrical Theory of Diffraction</i>
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i>
IMOC.....	<i>International Microwave and Optoelectronics Congress</i>
MOMAG	Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo

Lista de Símbolos

\vec{E}^i	Vetor campo elétrico da onda incidente
\vec{H}^i	Vetor campo magnético da onda incidente
\vec{E}^s	Vetor campo elétrico da onda espalhada
\vec{H}^s	Vetor campo magnético da onda espalhada
θ^i	Ângulo de incidência
θ^s	Ângulo de espalhamento
P_t	Potência transmitida pelo radar
P_r	Potência recebida pelo radar
G_t	Ganho de potência da antena transmissora
G_r	Ganho de potência da antena receptora
λ	Comprimento de onda do sinal incidente
r	Distância entre o radar e o alvo
σ	<i>Radar Cross Section</i> – Seção Reta Radar
σ_c	Condutividade elétrica
θ	Ângulo de aspecto
k	Número de onda
S	Fator de escala
ϵ	Permissividade elétrica
ϵ'_r	Constante dielétrica
μ	Permeabilidade magnética
P_A	Potência do alvo desconhecido

Capítulo 1

Considerações Gerais

1. 1 – Introdução

O estudo da reflexão de ondas eletromagnéticas por objetos é de interesse científico desde o final do século XIX quando Hertz, apoiado na teoria eletromagnética desenvolvida por Maxwell, fazia experimentos de transmissão e recepção em seu laboratório. A Segunda Guerra Mundial e o desenvolvimento do *radar* estimularam ainda mais as pesquisas neste campo. A definição da *equação do radar* e a verificação da dependência da reflexão com as características do alvo levaram à criação de laboratórios e ao desenvolvimento de teorias que permitem prever como diferentes alvos refletem quando iluminados por ondas eletromagnéticas^{1,2}. A partir de 1940, experimentos foram realizados para obter a refletividade de objetos de geometrias simples como esferas, ogivas, cones e cilindros. Também nessa época verificou-se, experimentalmente, a refletividade de alvos complexos como modelos de aeronaves em escala¹⁻⁴.

O desempenho de um sistema de radar para detectar ou acompanhar um objeto depende da potência e da frequência do sinal do transmissor, do ganho da antena, da sensibilidade do receptor, das condições ambientais e da *Seção Reta Radar*^{1,2}. Após a Segunda Guerra Mundial, nos Estados Unidos da América (EUA), definiu-se o que se denomina de *Seção Reta Radar – RCS (Radar Cross Section)*¹. Em princípio, a RCS informa que a refletividade depende das características da onda eletromagnética incidente e, também, das características do alvo, como sua forma geométrica, material usado para construí-lo ou recobri-lo e, do ângulo com que o sinal incidente o atinge¹⁻⁴.

A literatura apresenta a RCS de alvos simples e complexos. Hines e Mavris⁵, Morchin⁶, Crispin e Maffett⁷, White⁸, entre outros, consideram que os alvos denominados complexos, como uma aeronave, podem ser modelados por um conjunto de formas geométricas tais como cilindros, cones e placas planas.

Assim, com o domínio de medidas e da interpretação de RCS, têm sido desenvolvidas e implantadas técnicas para suprimir assinaturas de sinais de radar ou assinaturas eletromagnéticas de alvos. Ainda durante a guerra, nos primórdios do radar, a Alemanha recobria *snorkels* com Material Absorvedor de Radiação Eletromagnética (MARE)⁹. A partir da década de 1970, os EUA investem em programas de pesquisa e desenvolvimento com o objetivo de produzir aeronaves com baixa RCS, que resulta em características de baixa observabilidade (tecnologia *LO* – *Low Observable*). A tecnologia *LO* minimiza a assinatura radar de plataformas militares e fazem-nas quase “invisíveis” aos radares inimigos. Essa tecnologia levou à criação de aeronaves furtivas ou *Stealth*^{10,11}. Além de deixar as aeronaves imperceptíveis ao radar, a tecnologia *LO* procura, também, reduzir a emissão de infravermelho, a emissão de ruído e também procura camuflar as aeronaves, evitando a sua detecção óptica¹⁰.

A redução da assinatura de sinais de radar ou redução da RCS de alvos, por exemplo, de aeronaves, depende de fatores como a forma geométrica da plataforma em estudo, do uso de estruturas e materiais que tenham baixa refletividade e que absorvam as ondas eletromagnéticas provenientes dos radares e, ainda, do emprego de aviônica adequada⁹⁻¹².

1. 2 – Motivação e Objetivos

1. 2.1 - Motivação

Nos últimos sete anos, a Divisão de Materiais do Instituto de Aeronáutica e Espaço (AMR/IAE) vem desenvolvendo materiais capazes de absorver radiação eletromagnética (MARE). Esses materiais têm aplicações na indústria de telecomunicações e, também, podem ser usados para reduzir a RCS de plataformas militares.

Assim, o Comando da Aeronáutica, conduz, na Divisão de Materiais do Instituto de Aeronáutica e Espaço (AMR/IAE), estudos que visam o desenvolvimento e o aprimoramento de tintas e materiais de recobrimento capazes de absorver ondas eletromagnéticas na ampla faixa de 2 GHz a 40 GHz e, que possam ser aplicados em aeronaves, sem agregar aumento elevado de massa. O domínio do processamento de MARE vem contribuir para a área da tecnologia *LO*, e permitirá ao Brasil fortalecer seu sistema de defesa. Portanto, este trabalho está em sintonia com os anseios do Ministério da Defesa que tem como missão, no que se refere à área de Ciência, Tecnologia e Inovação, “*Viabilizar soluções científico-tecnológicas e inovações, para a satisfação das necessidades do País atinentes à defesa e ao desenvolvimento nacional*”¹³.

Para verificar a eficácia na atenuação da onda incidente, pelos processos de absorção e/ou reflexões múltiplas, pelos materiais que vêm sendo desenvolvidos em laboratório, são necessárias diferentes técnicas de caracterização. Miacci¹⁴ montou um sistema de medidas, em câmara anecóica, que permite obter diagramas de refletividade de alvos revestidos ou não com MARE. Em seu trabalho, constam diagramas de refletividade de alguns alvos de geometrias simples: placa plana, disco, cilindro e diedro de 90°. Alguns desses alvos foram revestidos com MARE. Os resultados obtidos evidenciam que o sistema de medição e o processo de calibração utilizados permitem

obter resultados coerentes com os apresentados na literatura. Dessa maneira, tem-se um sistema, em câmara anecóica, que possibilita a obtenção de diagramas de refletividade e de RCS de alvos de geometrias simples e complexas revestidos ou não com MARE.

A motivação deste trabalho é dar prosseguimento a essa linha de pesquisa e obter e analisar diagramas de refletividade e de RCS de alvos simples e alvos complexos.

Para este estudo, faz-se uso da câmara anecóica e do sistema de medição de RCS montado por Miacci¹⁴. Neste caso particular, o sistema transmissor / receptor é disposto em configuração quase-monoestática. O gerador de microondas emite um sinal contínuo (*CW - Continuous Wave*) na banda X (8 GHz a 12 GHz) e com polarização vertical.

Tem-se feito um esforço de capacitação para a inovação em MARE e em técnicas de caracterização. Os fatores que são determinantes para essa capacitação são a disponibilidade de recursos humanos qualificados e as formas de aprendizagem. Aprende-se com a implementação e com o uso sistemático dos recursos de laboratório.

Soma-se a isso, segundo Watson-Watt, a necessidade do ambiente organizacional, condição essencial para a inovação:

*Acredito que o sucesso no desenvolvimento do radar dependeu fundamentalmente da esclarecida liberdade acadêmica concedida, na pesquisa do rádio em tempo de paz, a meus colegas e a mim mesmo, e à intimidade e completa confiança entre o usuário operacional e o cientista, pesquisador e desenvolvedor técnico. Se pareci imodesto em meu resumo, é porque acredito que a lição mais valiosa da história do radar é a do ambiente intelectual e organizacional do qual e no qual surgiu*¹⁵.

1. 2.2 - Objetivos

O objetivo deste trabalho é estudar assinaturas de sinais de radar em banda X de diversos alvos, tendo como objetivos específicos:

- (i) obter e analisar os diagramas de refletividade e de RCS de alvos simples;
- (ii) obter e analisar os diagramas de refletividade e de RCS de modelos de alvos complexos;
- (iii) verificar a influência da forma geométrica na redução da RCS, e
- (iv) verificar os efeitos da aplicação de MARE na redução da RCS de alvos.

1. 3 – Estrutura do Trabalho

Para atingir os objetivos do trabalho proposto, faz-se necessário um estudo sistemático dos diagramas de refletividade e de RCS de diversos alvos simples e complexos nas condições definidas para este estudo. Verificam-se, também, as possibilidades de redução da RCS, para que um objeto possa se tornar furtivo em relação às ondas eletromagnéticas provenientes do radar. Os resultados obtidos são apresentados nesta tese que, além desta introdução, contém mais seis capítulos que são sumarizados a seguir.

O Capítulo 2 traz um relato histórico que mostra os principais eventos que levaram ao entendimento da refletividade de ondas eletromagnéticas até o desenvolvimento do radar. Em seguida, apresentam-se o espalhamento do campo elétrico sobre uma superfície condutora, a equação do radar e a influência da redução da RCS sobre a distância de detecção de um radar. O Capítulo 2 traz a definição da RCS e a influência das características do alvo e da onda eletromagnética sobre esse fenômeno. Faz-se um estudo da RCS de alvos de geometrias simples como placa plana, esfera, disco, cilindro, cones e refletores de canto. O capítulo termina com uma análise de alvos de geometrias complexas como o modelo de uma aeronave em escala.

No Capítulo 3 faz-se uma abordagem das usuais técnicas utilizadas para a redução da RCS de aeronaves. É feita, também, uma análise dos mecanismos de espalhamento e dos efeitos da forma geométrica sobre a RCS. O capítulo é enriquecido com o Apêndice G, que apresenta algumas aeronaves e as principais modificações feitas para deixá-las furtivas.

O sistema de medidas de RCS quase-monoestático e o ambiente de medição, adotado neste trabalho, são apresentados no Capítulo 4. São também descritas as características técnicas dos equipamentos utilizados. Em seguida, são relatadas as fontes de erro no processo de medição e a necessidade de se fazer medições em condições de campo distante. O Apêndice H, citado neste capítulo, faz uma abordagem sobre a teoria de campo distante. O Anexo A, também citado neste capítulo, traz os projetos dos alvos mais elaborados utilizados para a medida de refletividade e de RCS.

O Capítulo 5 apresenta os resultados experimentais obtidos para os alvos estudados. São mostrados e discutidos os diagramas de refletividade e de RCS em frequências definidas da banda X. Destacam-se os diagramas de RCS de um modelo de uma aeronave projetado e construído nesta tese. São também abordados os aspectos da influência da forma geométrica e do MARE utilizado em alvos selecionados, sobre a refletividade e a redução da RCS e as dificuldades encontradas na obtenção dos resultados.

O Capítulo 6 traz as conclusões e o Capítulo 7 apresenta sugestões de trabalhos que possam fazer avançar as pesquisas e atender aos interesses do Comando da Aeronáutica. São apresentados, também, os títulos dos artigos técnico-científicos já publicados em anais de congressos com o desenvolvimento deste estudo.

Finalmente, o Capítulo 8 arrola as referências bibliográficas utilizadas neste trabalho.

Capítulo 2

Assinaturas de Sinais de Radar de Alvos Simples e Complexos

2.1 - Breve Histórico da Refletividade de Ondas Eletromagnéticas

Durante a Primeira Guerra Mundial as aeronaves eram detectadas olhando-se para o espaço em dias claros e, essa distância não excedia a 16 km ou 24 km (10 ou 15 milhas). Ainda, nos anos de 1930, os sistemas de defesa esperavam para ouvir e ver uma aeronave de ataque¹⁰. Até então, o telescópio era o único instrumento existente para observar os movimentos do inimigo¹⁶.

Em 1940, um ponto em um tubo de raios catódicos de um *radar* detectava uma aeronave a 160 km de distância. Uma rápida detecção proporcionava mais tempo para organizar a defesa aérea e interceptar planos de ataque. Os primeiros radares desenvolvidos foram instalados em aeronaves de combate nos últimos anos da Segunda Guerra Mundial¹⁰.

O radar baseia-se no fato de que as ondas de rádio se comportam do mesmo modo que as ondas de luz. Estas propagam-se com velocidade constante, são refletidas por qualquer objeto que “iluminam” e uma parte retorna à fonte de onde foram emitidas, com intensidade suficiente para serem detectadas, mesmo quando o objeto que as reflete esteja bem afastado.

O primeiro indício que um dia poderia existir algo como o radar apareceu em 1864, quando o cientista James Clerk Maxwell predisse matematicamente que algo, denominado de “radiação”, posteriormente identificado como ondas de rádio, teria as características das ondas de luz. Maxwell previu que a propagação da radiação possui a mesma velocidade da luz, e que essa seria refletida por qualquer objeto em sua trajetória. Anos mais tarde, em 1888, Heinrich Hertz, trabalhando na Alemanha, provou

que as ondas de rádio podiam realmente ser geradas e que possuíam as características previstas por Maxwell. Com seu equipamento de laboratório, Hertz conseguiu apenas transmitir ondas de rádio a uma distância de alguns metros. Porém, conseguiu provar que as ondas de rádio de alta frequência podiam ser refletidas e focalizadas por métodos semelhantes aos que são usados com raios luminosos. Também foi capaz de verificar que as ondas de rádio se propagam com a mesma velocidade das ondas de luz^{16,17}.

Em 1895, Marconi iniciou uma série de experiências sobre transmissão de ondas de rádio a grandes distâncias. Trabalhando com aparelhos desenvolvidos com base no que fora usado por Hertz em seus estudos, chegou a transmitir sinais de rádio de um lado a outro do Atlântico numa distância em torno de 3000 km¹⁷.

Skolnik¹⁸ relata que em 1904, o engenheiro alemão Christian Hülsmeier elaborou um pedido de patente referente a um *detector de obstáculo* que consistia em um detector de ondas de rádio refletidas por navios.

Em 1922, Marconi anunciou que tinha detectado ondas de rádio refletidas por objetos a vários quilômetros de distância. Esse pesquisador afirmou que as ondas de rádio seriam usadas eventualmente para detectar a presença, a posição e mesmo a distância de objetos situados a distâncias muito maiores do transmissor¹⁶. O método de detecção sugerido por Marconi é similar, em conceito, ao método de onda não modulada ou contínua – *CW (Continuous Wave)* que ainda é usado para medidas de refletividade.

Experimentos britânicos, feitos em 1935 pela equipe de Watson-Watt, permitiram a primeira operação de detecção de uma aeronave¹. Uma onda eletromagnética ao incidir em um corpo metálico induz correntes. Essas correntes criam novas ondas eletromagnéticas que são emitidas do corpo metálico em várias direções e são vistas pelo receptor de radar como ecos refletidos. Esses ecos são significativamente fracos em relação às ondas eletromagnéticas transmitidas pelo radar.

O sistema desenvolvido pela equipe de Watson-Watt e conhecido como *Chain Home*, é apresentado na Figura 2.1. Apesar de incipiente, a inovação mostrou-se capaz de detectar e indicar a posição e o rumo das esquadilhas germânicas de combate e de bombardeio que atravessavam o Canal da Mancha durante a Segunda Guerra Mundial^{10,17}.

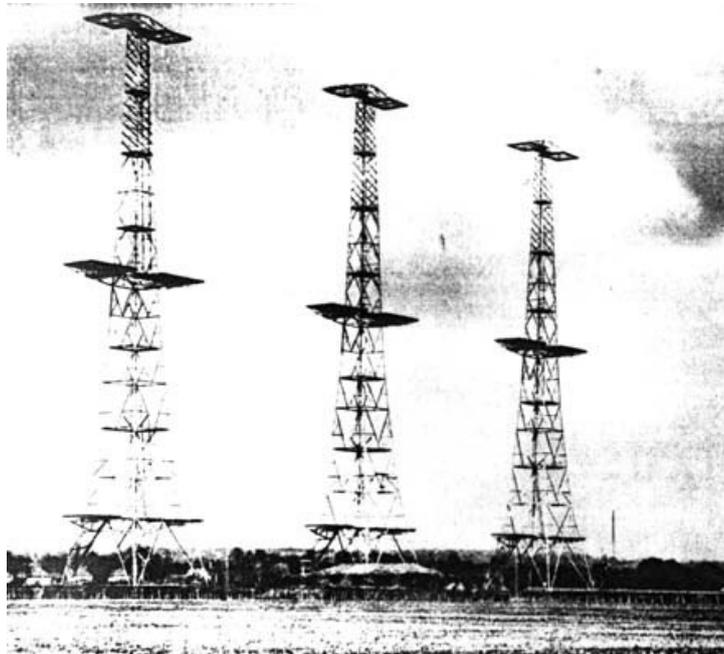


Figura 2.1 – *Chain Home*: sistema usado na Inglaterra para detecção de aeronaves durante a Segunda Guerra Mundial¹⁰.

Originalmente, o radar era conhecido na Inglaterra como *Radio Direction Finding* ou *RDF* (detecção por rádio). Nos EUA, a inovação tecnológica recebeu a denominação atual de *RADAR*, um acrônimo da expressão *RADio Detection And Ranging* (detecção e alcance por rádio)¹⁷.

Em 1940, nos EUA, foi criado no Instituto de Tecnologia de Massachusetts - *MIT*, o Laboratório de Radiação que se engajou no estudo de refletividade do mar e da terra, de aeronaves e de navios, usando radares operacionais³. Nesse laboratório, em 1942, foram feitas as primeiras medidas de espalhamento eletromagnético utilizando-se

de um modelo de aeronave de 55 cm de envergadura¹. Durante o período de 1941 a 1946, o laboratório conduziu o desenvolvimento de dois importantes conceitos: a equação do radar, que inclui um fator de propagação, e a definição de RCS por unidade de área. A equação do radar foi descrita, inicialmente, por Omberg e Norton em 1943. O conceito de RCS por unidade de área foi incluído em 1946 na discussão de Goldstein sobre o eco do mar no *NRL – Naval Research Laboratory*. Assim, ao final da Segunda Guerra Mundial, os fundamentos de propagação e espalhamento estavam consolidados¹.

Ao término da guerra, os trabalhos em refletividade concentraram-se na qualidade das medidas obtidas em termos do número de parâmetros medidos, bem como no aumento das faixas de frequências até as ondas milimétricas, na década de 1970. O primeiro programa de obtenção de assinatura radar ou medição de RCS usando modelos de aeronaves foi desenvolvido pela Universidade do Estado de Ohio. Para medir as características da RCS de grandes alvos, a universidade adotou a técnica de radar pulsado¹.

Nas décadas de 1950 e 1960 foram desenvolvidos vários programas nos EUA para caracterizar a terra, a grama, o deserto e a superfície do mar. Nas décadas de 1970 e 1980 foram feitas importantes medidas nos EUA e na Europa, para medir os efeitos de atenuação na reflexão de ondas eletromagnéticas em condições de chuva ou neve¹.

O radar era usado, inicialmente, apenas na navegação e no controle dos tráfegos aéreo e marítimo. Com os avanços da tecnologia, ampliou-se sua utilização. O radar passou a ser usado para detectar e acompanhar condições climáticas e detectar a velocidade de automóveis. No campo militar, os radares têm maior aplicação. São usados para vigilância, controle de armamento e funções de inteligência^{2,19}.

Radares em VHF e UHF são geralmente usados para vigilância a distâncias muito longas, porque esses possuem características favoráveis à propagação. Radares de

pesquisa e de acompanhamento são mais freqüentemente encontrados nas bandas S, C e X. Freqüências mais altas nas bandas K_u e K_a são empregadas em mapeamento, controle de fogo e guia de mísseis, permitindo uma excelente resolução na detecção².

A Tabela 2.1 apresenta as bandas de freqüências mais comumente empregadas e a aplicação dos radares².

Tabela 2.1 – Bandas usadas em radares e uso geral².

<i>Banda de freqüência</i>	<i>Faixa de freqüência</i>	<i>Uso geral</i>
VHF	50-300 MHz	Vigilância.
UHF	300-1000 MHz	Vigilância.
L	1-2 GHz	Vigilância e controle de tráfego.
S	2-4 GHz	Vigilância e controle de tráfego.
C	4-8 GHz	Acompanhamento, radar meteorológico em aeronaves.
X	8-12 GHz	Acompanhamento, guia de mísseis, mapeamento, radar da Marinha, radar em aeronaves de interceptação.
K _u	12-18 GHz	Mapeamento, altímetro de satélite.
K	18-27 GHz	Pouco usado.
K _a	27-40 GHz	Mapeamento, vigilância em aeronaves.
milimétricas	40-100+ GHz	Experimental.

Os primeiros radares desenvolvidos foram predominantemente biestáticos. Esses radares usam o transmissor afastado do receptor ao contrário do radar monoestático, onde uma mesma antena é usada para transmitir e receber^{20,21}. A Figura 2.2 ilustra ambas as configurações.

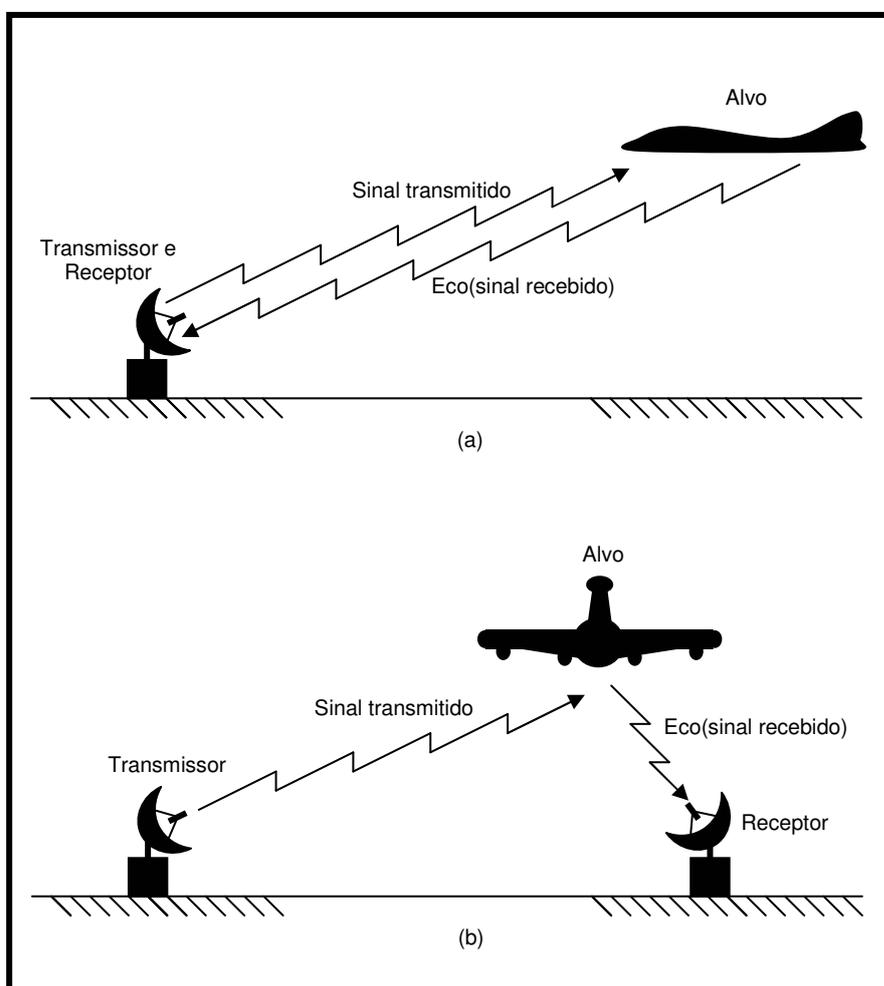


Figura 2.2 – Configurações de radares: (a) radar monoestático (b) radar biestático²⁰.

Um sistema para medidas de assinatura de sinais de radar monoestático e biestático de alvos reais, em verdadeira grandeza, foi desenvolvido nos EUA na década de 1960. Inicialmente, operava entre 0,1 GHz e 12 GHz com radares pulsados²². O complexo apresentado na Figura 2.3, e denominado de *RATSCAT* (*RA*dar *T*ar*g*et *SCAT*ter), é usado para medidas de alvos reais, como aeronaves e mísseis. O campo de medidas tem uma extensão de 2250 m. Atualmente, opera de 30 MHz a 24 GHz e, também nas frequências de 35, 52, 70 e 95 GHz^{1,2}.



Figura 2.3 – Equipamentos para medida de refletividade de alvos reais
(*RATSCAT* – Holloman - Novo México)²³.

2. 2 – Espalhamento do Campo Elétrico sobre uma Superfície Condutora

Evidências experimentais acumuladas a partir do final do século XIX, provaram que uma onda eletromagnética é composta por um campo elétrico e um campo magnético, relacionados entre si através de um conjunto de leis que compõem os fundamentos da teoria eletromagnética.

Sempre que há um campo magnético que varia no tempo, surge um campo elétrico induzido, de acordo com a lei de Faraday. Da mesma forma, se em uma região há um campo elétrico que varia no tempo, surge um campo magnético induzido; isto indica que, no caso dinâmico, os campos elétrico e magnético são grandezas físicas indissociáveis, e constituem o chamado campo eletromagnético²⁴.

Essa idéia foi proposta pelo físico e matemático escocês James Clerck Maxwell em 1864. A presença de um campo magnético variável no tempo implica em um campo

elétrico variável no espaço, que novamente ocasionará um campo magnético variável, e assim indefinidamente. O resultado é uma sucessão de campos elétrico e magnético que se induzem mutuamente e afastam-se da origem, constituindo uma onda eletromagnética. O seu deslocamento é conhecido como propagação e garante a transferência da energia eletromagnética de um para outro ponto do meio físico^{24,25}. As fontes de um campo eletromagnético são a distribuição de cargas e a corrente elétrica.

A literatura²⁵⁻³³ aborda as equações de Maxwell, a equação de onda e sua solução e também a propagação da onda em espaço livre. Balanis^{32,33} analisa a indução de correntes em superfícies perfeitamente condutoras produzidas por ondas eletromagnéticas e o espalhamento dos campos elétrico e magnético.

A Figura 2.4 apresenta uma placa plana e retangular perfeitamente condutora de dimensões a e b . Uma onda plana e uniforme viaja paralelamente ao plano yz e incide na placa na origem do sistema cartesiano, com um ângulo de incidência θ^i .

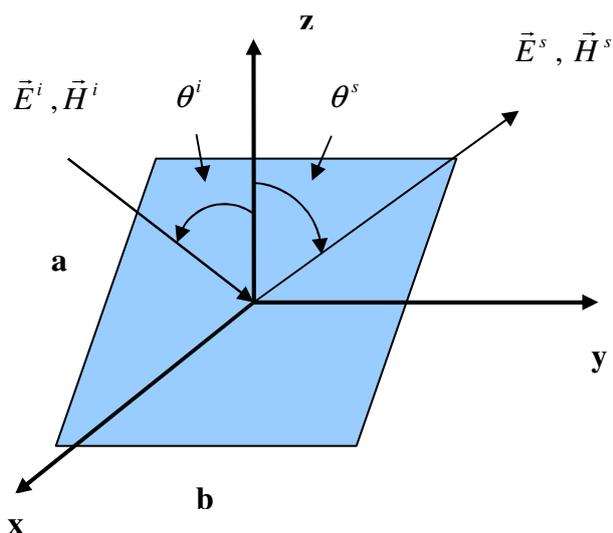


Figura 2.4 -Onda plana e uniforme incidente em uma placa retangular condutora³².

As grandezas são:

\vec{E}^i - vetor campo elétrico da onda incidente;

\vec{H}^i - vetor campo magnético da onda incidente;

\vec{E}^s - vetor campo elétrico da onda espalhada;

\vec{H}^s - vetor campo magnético da onda espalhada;

θ^i - ângulo de incidência; e

θ^s - ângulo de espalhamento.

A Figura 2.5 apresenta a seção transversal da placa plana da Figura 2.4.

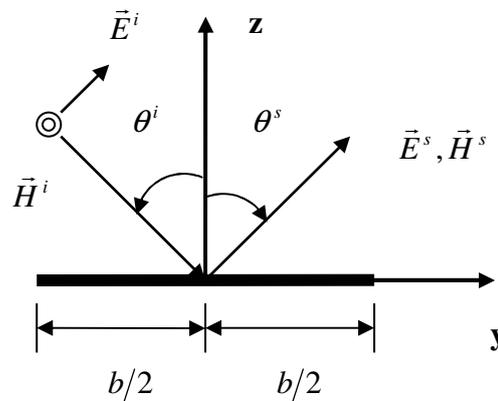


Figura 2.5 – Incidência e reflexão da onda plana na placa condutora ³².

Admite-se que a densidade de corrente induzida na placa é a mesma que em uma placa condutora infinita ³².

Considera-se uma placa com dimensões $a = 9$ cm e $b = 6$ cm. Uma onda eletromagnética incide na placa como apresentado na Figura 2.4. Considera-se, também, a intensidade do campo elétrico de 100 mV/m na frequência de 10 GHz. Assim, obtém-se o espalhamento do campo elétrico, para um ângulo de incidência $\theta^i = 30^\circ$.

O resultado é apresentado na Figura 2.6. A simulação do espalhamento do campo elétrico é feita a partir das equações deduzidas por Balanis³². O programa da simulação desenvolvido em MATLAB é apresentado no Apêndice A.

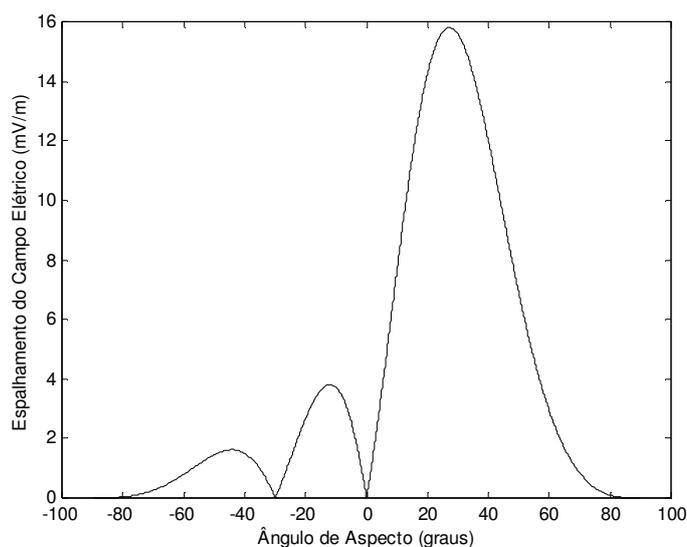


Figura 2.6 – Espalhamento do campo elétrico em duas dimensões devido a uma onda plana incidente com ângulo de 30° sobre uma placa retangular.

Observa-se a formação de lóbulos que crescem em amplitude, à medida que o ângulo de espalhamento ou ângulo de aspecto se aproxima de 30° . O campo elétrico é máximo próximo ao ângulo $\theta^s = 30^\circ$. Neste ângulo, define-se a direção da reflexão especular na qual o ângulo de reflexão (θ^s) é igual ao ângulo de incidência (θ^i).

2.3 – Equação do Radar

A equação do radar é uma relação básica que permite o cálculo do sinal de eco do alvo, conhecendo os parâmetros do radar, o caminho de propagação e as características do alvo¹⁹.

Admite-se, inicialmente, que a potência P_t de transmissão do radar é radiada isotropicamente da antena. Uma vez que a área da superfície da esfera de raio r é $4\pi r^2$, esta distribuição uniforme de potência transmitida na superfície da esfera produz uma densidade de potência I_s em W/m^2 dada por:

$$I_s = \frac{P_t}{4\pi r^2}. \quad (2.1)$$

Se uma antena transmissora diretiva com ganho de potência G_t é usada no lugar da antena omnidirecional ou isotrópica, a radiação torna-se focada e a densidade de potência ao longo do feixe em W/m^2 é dada por:

$$I_s = \frac{P_t}{4\pi r^2} G_t. \quad (2.2)$$

Considere-se agora como alvo uma esfera de raio a e distância r do radar. O alvo tem como área projetada um disco. A superfície do disco calculada pela expressão $\sigma = \pi a^2$, intercepta a fração da potência incidente do radar e é calculada por:

$$P_i = I_s \sigma = \frac{P_t G_t}{4\pi r^2} \sigma. \quad (2.3)$$

A potência P_i será reirradiada isotropicamente pela esfera, produzindo no radar uma densidade de potência equivalente ao transmissor isotrópico de potência P_i colocado no local do alvo:

$$I_r = \frac{P_i}{4\pi r^2} = \frac{P_t G_t}{(4\pi r^2)^2} \sigma. \quad (2.4)$$

A antena do radar é caracterizada por sua área de abertura efetiva A_r , que irá capturar a potência reirradiada em W igual a:

$$P_r = I_r A_r = \frac{P_t G_t A_r}{(4\pi)^2 r^4} \sigma. \quad (2.5)$$

Esta expressão representa o eco do radar e quando incluídas certas perdas é a potência disponível pelo receptor do radar. Se a antena receptora é descrita por seu ganho G_r , então emprega-se a seguinte relação:

$$A_r = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi}, \quad (2.6)$$

para se chegar à potência recebida em W^{1,2,18,19}:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \sigma. \quad (2.7)$$

Esta é a equação do sinal de potência recebida pela antena do radar, para um alvo esférico de *seção reta* σ . A esfera ou qualquer alvo é, então, caracterizada pela **Seção Reta Radar (Radar Cross Section – RCS)**, que não necessariamente está relacionada com sua área física, mas descreve a forma como o alvo espalha energia em direção ao radar².

Para exemplificar, considera-se um radar que transmite uma potência de 100 kW na frequência de 10 GHz (banda X) na direção de uma esfera condutora de seção reta de 1 m² (raio = 564 mm). A antena do radar tem um ganho de 10⁴. A distância entre o radar e o alvo é de 1 km. Nesta situação, o sinal recebido é relativamente muito pequeno. Teoricamente, é da ordem de 4,5 μW. Esta potência refletida é fortemente influenciada pela RCS – Seção Reta Radar (σ) do alvo.

Para estimar o alcance de detecção de um alvo, em função da sua RCS, é conveniente reescrever a equação do radar (2.7)⁵. Devido à presença de ruído no receptor, uma mínima relação sinal / ruído define o nível mínimo de sinal recebido - $P_{\text{mín}}$. Assim, o máximo alcance de detecção é dado pela expressão (2.8):

$$r_{\text{máx}} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{\text{mín}}} \right]^{\frac{1}{4}}. \quad (2.8)$$

Assim, para um sistema de radar, a equação de alcance reduz-se a:

$$r = k\sqrt[4]{\sigma}, \quad (2.9)$$

em que k é uma constante que depende dos parâmetros do radar.

A equação (2.9) representa a dependência do alcance de detecção do radar apenas com a RCS do alvo. Esta equação indica que uma redução do alcance de detecção de um fator de 10, a RCS do alvo deve ser reduzida por um fator de 10 000.

A Tabela 2.2 apresenta o efeito da redução da RCS no alcance de detecção⁵. Como exemplo, para uma aeronave detectada a 160 km, se a RCS for reduzida em 99%, o alcance de detecção cai para cerca de 51 km.

Tabela 2.2 – Alcance de detecção em função da redução da RCS⁵.

<i>Redução da RCS (%)</i>	<i>RCS (m²)</i>	<i>Alcance de detecção (km)</i>
0	1	160 (arbitrário)
90	0,1	90
99	0,01	51
99,9	0,001	29
99,99	0,0001	16

2.4 - Definição da Seção Reta Radar (RCS)

A seção reta radar é a medida da potência espalhada em uma dada direção quando um alvo é iluminado por uma onda eletromagnética incidente². A definição formal da RCS é expressa pela equação (2.10)^{1,2,34}:

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \left(\frac{|\vec{E}^s|}{|\vec{E}^i|} \right)^2, \quad (2.10)$$

onde:

σ - Seção Reta Radar (RCS);

E^s - intensidade do campo elétrico no receptor do radar, devido à reflexão ou espalhamento do alvo¹;

E^i - intensidade do campo elétrico incidente no alvo¹; e

r - distância entre o radar e o alvo.

A RCS é também definida em termos do campo magnético conforme a equação (2.11):

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \left(\frac{|\vec{H}^s|}{|\vec{H}^i|} \right)^2, \quad (2.11)$$

onde:

σ - Seção Reta Radar (RCS);

H^s - intensidade do campo magnético no receptor do radar, devido à reflexão ou espalhamento do alvo¹;

H^i - intensidade do campo magnético incidente no alvo¹; e

r - distância entre o radar e o alvo.

Formalmente, a distância entre o radar e o alvo é forçada ao infinito, implicando na incidência de uma onda plana e eliminando a dependência com a distância r ³⁵.

Outras denominações são encontradas para RCS. Segundo Knott², RCS é área de eco (*echo area*). Na literatura francesa encontra-se o acrônimo *SER* oriundo da expressão *Surface Équivalente Radar*³⁶.

Qualitativamente, a RCS de um objeto é a medida de seu “tamanho”¹ ou sua “visibilidade” por um radar⁶. A RCS tem como unidade o m² e é freqüentemente expressa em decibéis (dBm²), e representada pela equação (2.12)^{1,2}:

$$\sigma(\text{dBm}^2) = 10 \log \sigma(\text{m}^2). \quad (2.12)$$

A unidade dBm^2 apresenta-se também como dBsm , onde *sm* significa *square meter*.

Quantitativamente, a RCS é uma complicada função de diversas variáveis³⁷⁻³⁹:

1. posição do transmissor em relação ao alvo;
2. posição do receptor em relação ao alvo;
3. geometria do alvo e do material de que é revestido;
4. orientação angular do alvo em relação ao transmissor e receptor;
5. comprimento de onda do sinal incidente;
6. polarização da antena transmissora; e
7. polarização da antena receptora.

A RCS de um objeto depende mais de sua forma do que seu tamanho físico. Um pequeno automóvel com suas bordas e superfícies planas pode refletir ondas eletromagnéticas melhor que uma aeronave⁹. A Tabela 2.3 apresenta dados comparativos de RCS de alguns alvos em frequências de microondas.

Tabela 2.3 – Valores típicos de RCS frontal de alguns alvos⁹.

Alvo	RCS (m^2)	RCS (dBm^2)
Automóvel	100	20
Jumbo	100	20
Aeronave militar	6	7,8
Homem adulto	1	0
Míssil	0,5	-3
Pássaro	0,01	-20
Inseto	0,00001	-50

Por exemplo, a medida de RCS de um homem⁹, na frequência de 9,375 GHz varia de 0,495 m² a 1,22 m² dependendo de seu aspecto e da polarização do radar. Para a frequência de 4,8 GHz, a RCS varia de 0,368 m² a 1,88 m².

Uma vez que a RCS é diretamente relacionada com a intensidade do campo espalhado pelo alvo que retorna ao receptor do radar, o problema de calcular ou estimar a RCS resume-se na determinação do campo espalhado pelo alvo iluminado por uma onda plana. A predição da RCS é de grande interesse acadêmico e também prático. Muitos trabalhos foram publicados sobre tópicos específicos e técnicas de espalhamento eletromagnético nas últimas décadas^{35,39-52}.

2.5 - RCS de Alvos de Geometrias Simples

Crispin e Maffett³⁹ consideram que geometrias simples se referem à restrita classe de formas geométricas que possuem solução exata para a RCS. Como exemplo, tem-se a esfera condutora. No entanto, os autores admitem outras formas na classe de geometrias simples: cones finitos, cilindros finitos, ogivas, elipsóides e placas planas. Currie¹ amplia esta classe e inclui os refletores de canto: diedros e triedros.

Neste trabalho estudam-se as formas geométricas que permitem a configuração de um modelo de uma aeronave: cilindro finito, cone finito, placa plana e os refletores de canto. Os refletores de canto ocorrem nos alvos considerados complexos como aeronaves, mísseis, satélites e navios^{1,39}.

2.5.1 - RCS de Placa Plana

A predição da RCS de uma placa plana e condutora pode ser obtida pela técnica da Óptica Física (*PO – Physical Optics*). Com o emprego dos conceitos da *PO*, Balanis³² faz uma análise detalhada de uma onda eletromagnética plana e uniforme incidente

sobre a superfície plana e perfeitamente condutora, apresentada na Figura 2.4. A partir da expressão do espalhamento do campo elétrico, cujo gráfico é mostrado na Figura 2.6, e da expressão da RCS (equação 2.10), Balanis³² obtém a equação da RCS para uma placa plana e perfeitamente condutora (equação 2.13):

$$\sigma = 4\pi \left(\frac{ab}{\lambda} \right)^2 \cos^2 \theta \left[\frac{\text{sen}(kbsen\theta)}{kbsen\theta} \right]^2, \quad (2.13)$$

onde:

a, b - arestas da placa;

λ - comprimento de onda do sinal incidente;

θ - ângulo entre o sinal incidente e a normal à placa ou ângulo de aspecto;

k - número de onda.

A expressão (2.13) para a RCS da placa plana, com o uso da técnica *PO*, é relatada na literatura^{1,2,32,39,40}.

A Figura 2.7 apresenta o diagrama de RCS de uma placa quadrada e plana de dimensões $a = b = 5\lambda$, usando a equação (2.13). A RCS é normalizada em relação ao comprimento de onda ao quadrado (RCS/λ^2) e, expressa em dB. Na abscissa do gráfico, tem-se o ângulo de aspecto, e considera-se que a placa se movimenta em frente ao sistema transmissor / receptor de -90° a 90° . A simulação é feita em MATLAB e o programa dessa simulação encontra-se no Apêndice B (Programa 1).

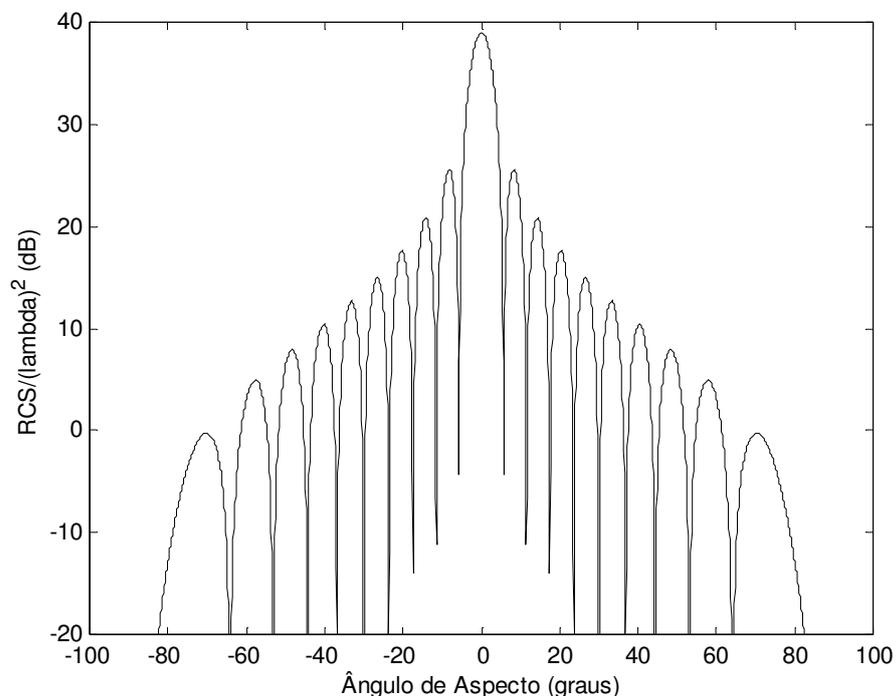


Figura 2.7 – Principal plano de RCS monoestático de uma placa quadrada ($a = b = 5\lambda$).

Observa-se que a RCS é maior próxima à normal à placa. À medida que a placa se movimenta frente ao sistema transmissor / receptor, lóbulos secundários vão sendo gerados com a redução de intensidade da RCS.

A Figura 2.8 apresenta a medida da RCS de uma placa plana, quadrada e condutora, orientada como indicado¹. A placa executa um giro de 360° em frente ao sistema transmissor / receptor. O gráfico apresenta a RCS em dBm^2 em função do ângulo entre o sinal incidente e a normal à placa ou ângulo de aspecto (θ).

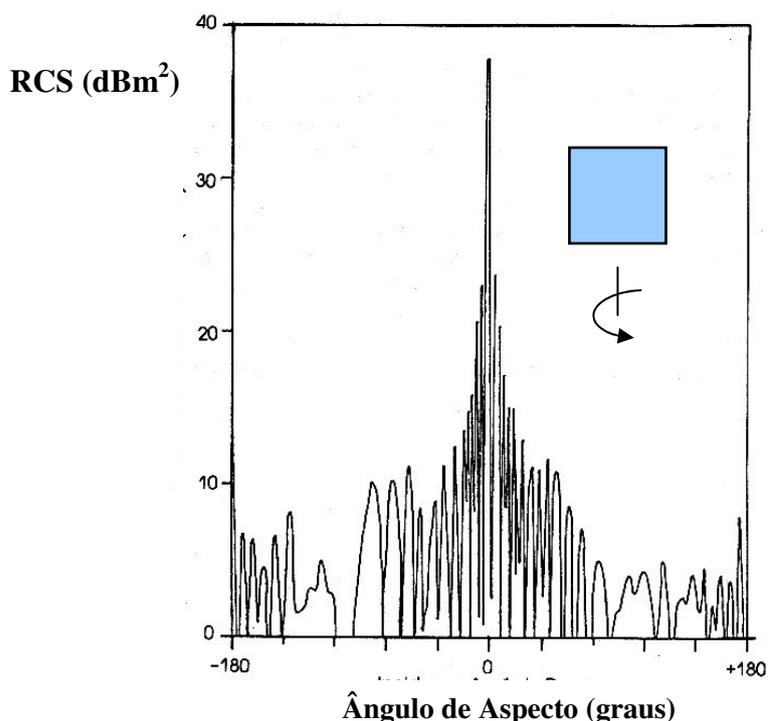


Figura 2.8 - Medida da RCS de uma placa em função do ângulo de aspecto (θ)¹.

Para essa medida, a placa é posicionada perpendicularmente a um sistema radar CW e realiza-se um giro de 360° em azimute.

O diagrama apresenta um lóbulo principal para $\theta = 0^\circ$ quando a placa fica perpendicular ao feixe do sinal. À medida que a placa se movimenta, lóbulos laterais ao principal vão sendo gerados.

Observa-se na Figura 2.8 a falta de simetria no diagrama. Este fato é causado, basicamente, pela influência do suporte de sustentação da placa. Nota-se, também, a complexidade do diagrama apresentado pela Figura 2.8. Esta complexidade é inerente aos mecanismos de espalhamento das ondas eletromagnéticas.

A placa quadrada, cujo diagrama de RCS está apresentado na Figura 2.8, sofre uma rotação de 45° e, mantém-se perpendicular ao sistema transmissor / receptor, conforme mostra a Figura 2.9.

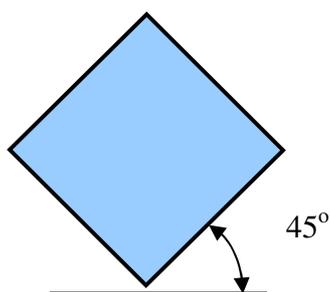


Figura 2.9 – Placa plana rotacionada em 45°.

O diagrama de RCS, apresentado na Figura 2.10, é sensivelmente modificado em relação ao diagrama da Figura 2.8.

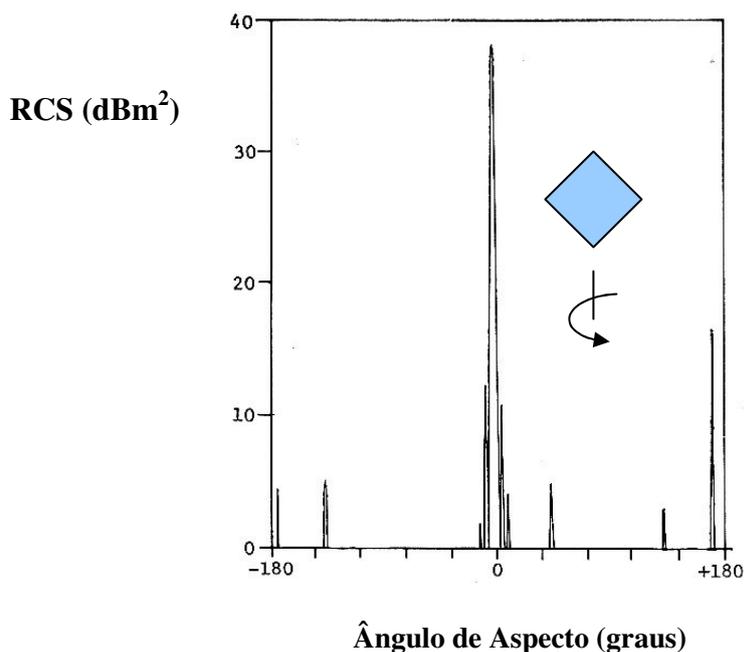


Figura 2.10 – RCS da placa plana rotacionada em 45°¹.

Nota-se que a quantidade e as amplitudes dos lóbulos secundários são menores que os lóbulos secundários do diagrama da Figura 2.8. O efeito é explicado porque a RCS, apresentada na Figura 2.8, deve-se à iluminação uniforme da placa. Na Figura 2.10 ocorre uma iluminação não uniforme da superfície¹.

2. 5.2 - RCS de Esfera

Uma esfera condutora é uma forma geométrica simples em que a RCS é calculada com precisão para qualquer comprimento de onda incidente. Embora a solução exata supõe-se que a esfera seja perfeitamente condutora, as condutividades de metais como o aço e o alumínio são suficientemente altas, e não afetam a análise teórica¹.

A onda plana espalhada por uma esfera condutora é, assim, examinada por vários autores. Balanis³², por exemplo, faz um paralelo ao trabalho de Harrington³⁰ e, ambos, consideram uma onda plana e uniforme incidente sobre uma esfera perfeitamente condutora de raio a . A RCS da esfera é devida à reflexão especular e aos efeitos de correntes induzidas na região de sombra (*creeping waves*)^{2,39}.

A Figura 2.11 apresenta o gráfico normalizado da RCS da esfera em função da razão raio a pelo comprimento de onda λ . A ordenada é normalizada em relação à área projetada (πa^2).

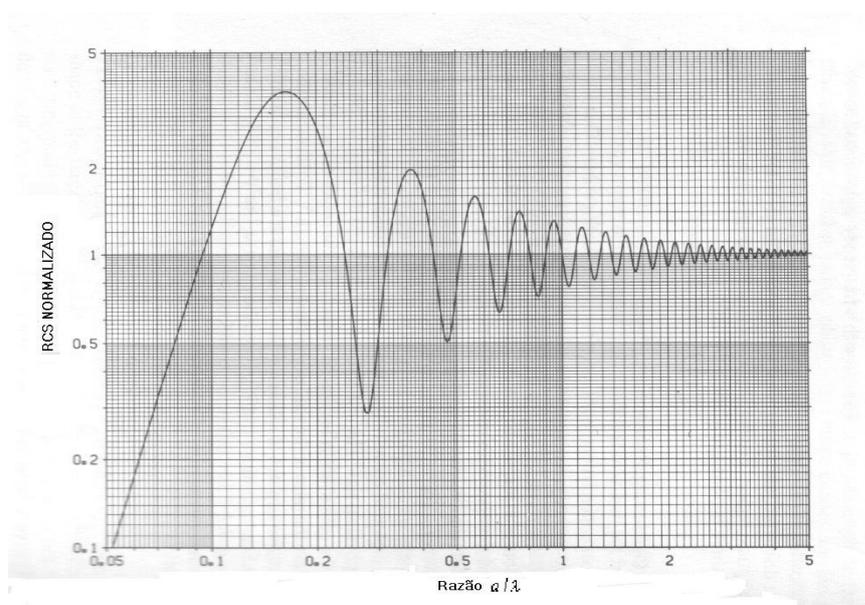


Figura 2.11 – RCS de uma esfera condutora¹.

Esta é uma assinatura clássica encontrada na literatura^{1,2,30,32}.

Para um alvo em estudo, são definidas três regiões. A região de Rayleigh é postulada para pequenos valores de raio ($a < 0,1 \lambda$) e a região óptica identifica a RCS da esfera para grandes valores de raio, tipicamente $a > 2 \lambda$. A região entre esses dois extremos é a região de Mie ou de ressonância. Considerando-se o gráfico da Figura 2.11, para pequenos raios, a RCS é praticamente linear. Para valores intermediários (região de Mie), a RCS é oscilatória e as denominadas *creeping waves* contornam a esfera e retornam ao sistema transmissor / receptor, interferindo construtiva ou destrutivamente com a radiação incidente. Esta interferência depende do raio da esfera¹. Na região óptica, a RCS da esfera é a sua área projetada que é calculada por πa^2 .

Com simetria tridimensional a esfera é freqüentemente usada como alvo de referência para a obtenção da RCS de outros alvos^{1,37}.

2. 5.3 - RCS de Disco

O estudo de uma placa metálica circular é relevante porque esta está presente em alvos de geometria complexa, nos extremos de um cilindro maciço e na base de um cone circular. A Figura 2.12 apresenta uma onda plana e uniforme incidente sobre um disco de raio a .

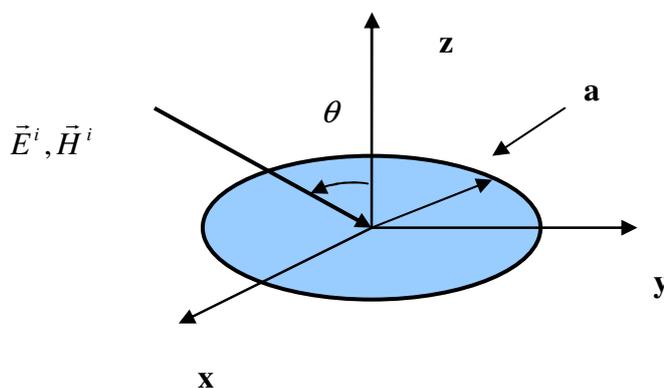


Figura 2.12 – Onda plana e uniforme incidente sobre um disco de raio a .

Para grandes discos condutores de diâmetro muito superior ao comprimento de onda, a RCS é descrita pela equação (2.14), obtida pela técnica da PO ^{1,34}:

$$\sigma = \frac{4\pi^3 a^4}{\lambda^2} \left[2 \frac{J_1(u)}{u} \right]^2 \cos^2 \theta, \quad (2.14)$$

$$u = \frac{4\pi a}{\lambda} \sin \theta;$$

a - raio do disco;

$J_1(u)$ - a função de Bessel de primeira espécie e primeira ordem. A expressão dessa função é apresentada no Apêndice C; e

θ – ângulo entre o sinal incidente e a normal à placa.

A equação (2.14) é independente da polarização da onda e apresenta resultados satisfatórios apenas para ângulos próximos à normal à placa³⁴. Mattson⁴², trabalhando com discos metálicos, compara valores teóricos exatos com resultados experimentais.

A técnica de predição conhecida como *GTD* (*Geometrical Theory of Diffraction*) é aplicada com sucesso na análise de espalhamento de discos^{43,44}.

A Figura 2.13 é uma reprodução do diagrama de RCS de um disco metálico na polarização vertical apresentado por Bhattacharyya e Sengupta³⁴. Dois gráficos sobrepõem-se. Os pontos do gráfico indicam a simulação teórica com *GTD* e a linha contínua, o resultado experimental^{34,43}.

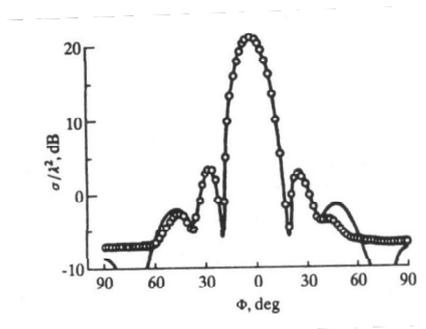


Figura 2.13 – Comparação entre predição (pontos) e experimental (linha contínua) da RCS de um disco³⁴.

Observa-se que os resultados teórico e experimental são concordantes quando o disco está próximo a zero grau (incidência perpendicular) e apresentam discrepâncias quando o sinal se aproxima das bordas ($\pm 90^\circ$).

O diagrama da RCS de um disco com base na equação (2.14) é apresentado na Figura 2.14. Considera-se um disco de raio a igual a 0,1 m que se movimenta frente a um sistema transmissor / receptor na frequência de 10 GHz. A simulação é feita em MATLAB e o programa encontra-se no Apêndice D.

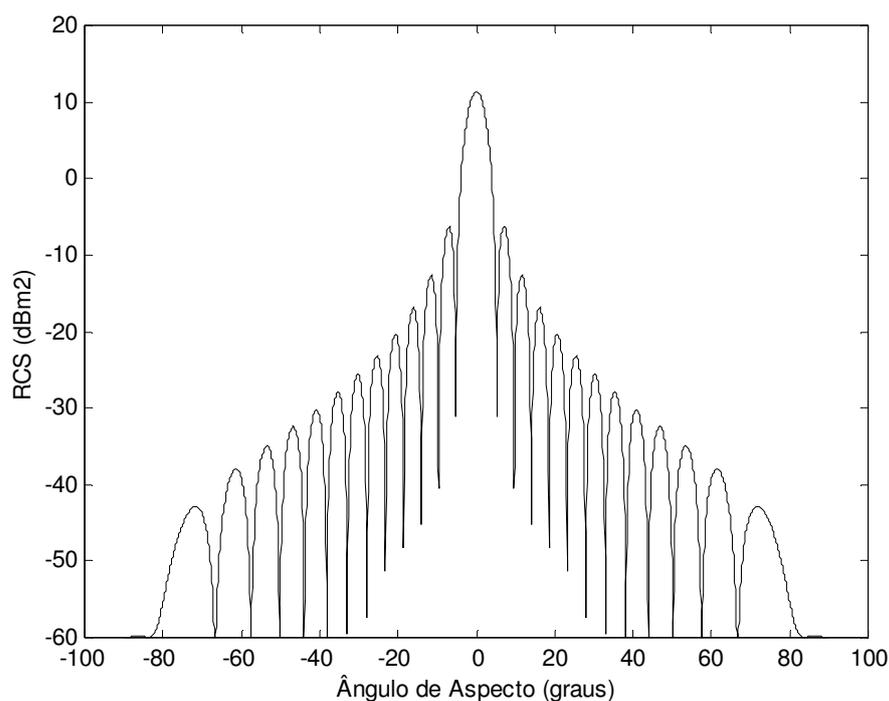


Figura 2.14 – Predição de RCS de um disco de raio 0,1 m na frequência de 10 GHz.

Observa-se, como não caso da placa quadrada, a formação de um lóbulo principal quando o disco fica perpendicular ao sinal incidente e lóbulos laterais, quando o disco se movimenta. A reflexão é máxima quando o disco é perpendicular ao feixe incidente. A técnica *PO* de predição de RCS pressupõe uma corrente induzida sobre uma superfície infinita e com condutividade infinita³². Assim, essa técnica de predição não leva em

consideração as difrações de borda que ocorrem em placas e discos metálicos usados na prática e também não considera os efeitos da polarização da onda incidente sobre os alvos.

2.5.4 - RCS de Cilindro

O cilindro é uma forma geométrica muito usada para modelar partes da fuselagem de uma aeronave, turbinas e mísseis. Cilindros de base circular e de raio muito pequeno em comparação com o comprimento de onda são usados para modelar arestas de asas de aeronaves⁴.

A Figura 2.15 apresenta um cilindro de base circular de raio a e comprimento L . Considerando-se que o comprimento de onda é pequeno em relação ao comprimento e ao raio do cilindro circular, a RCS para um ângulo de incidência normal $\theta = 90^\circ$ é calculado pela expressão (2.15):

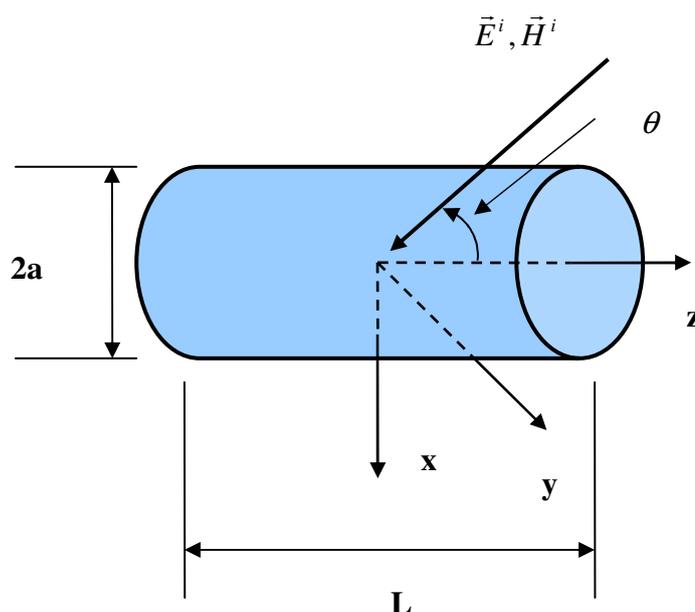


Figura 2.15 – Onda plana e uniforme incidente obliquamente em um cilindro de base circular³².

$$\sigma = \frac{2\pi a L^2}{\lambda} = kaL^2, \quad (2.15)$$

onde:

a- raio do cilindro;

L – comprimento do cilindro;

λ – comprimento de onda;

k – número de onda; e

θ – ângulo de aspecto.

Considerando a contribuição das bordas do cilindro para a RCS⁴, a expressão (2.15) toma a forma:

$$\sigma = \frac{a\lambda \text{sen } \theta}{2\pi} \left[\frac{\text{sen}(kL \cos \theta)}{\cos \theta} \right]^2, \quad (2.16)$$

ou:

$$\sigma = kaL^2 \text{sen } \theta \left[\frac{\text{sen}(kL \cos \theta)}{kL \cos \theta} \right]^2. \quad (2.17)$$

A equação (2.17) permite obter a estimativa da RCS da lateral de um cilindro.

Quando θ se aproxima de 90° , o fator $\left[\frac{\text{sen}(kL \cos \theta)}{kL \cos \theta} \right]^2$ da expressão (2.17) se aproxima da unidade e σ se aproxima da expressão (2.15).

Próximo aos ângulos de aspecto de 0° e 180° , o alvo reflete de forma especular como um disco. Nos ângulos de 0° e 180° a RCS é estimada pela expressão (2.18):

$$\sigma = \frac{4\pi(\pi a^2)^2}{\lambda^2}. \quad (2.18)$$

A expressão (2.18) permite calcular a RCS máxima para placas ou discos. O termo entre parênteses é a área física da geometria.

Knott² apresenta a simulação do diagrama de RCS, usando as expressões (2.14) e (2.17), para um cilindro metálico maciço de 0,14 m de diâmetro e 0,71 m de comprimento na frequência de 5,4 GHz (Figura 2.16).

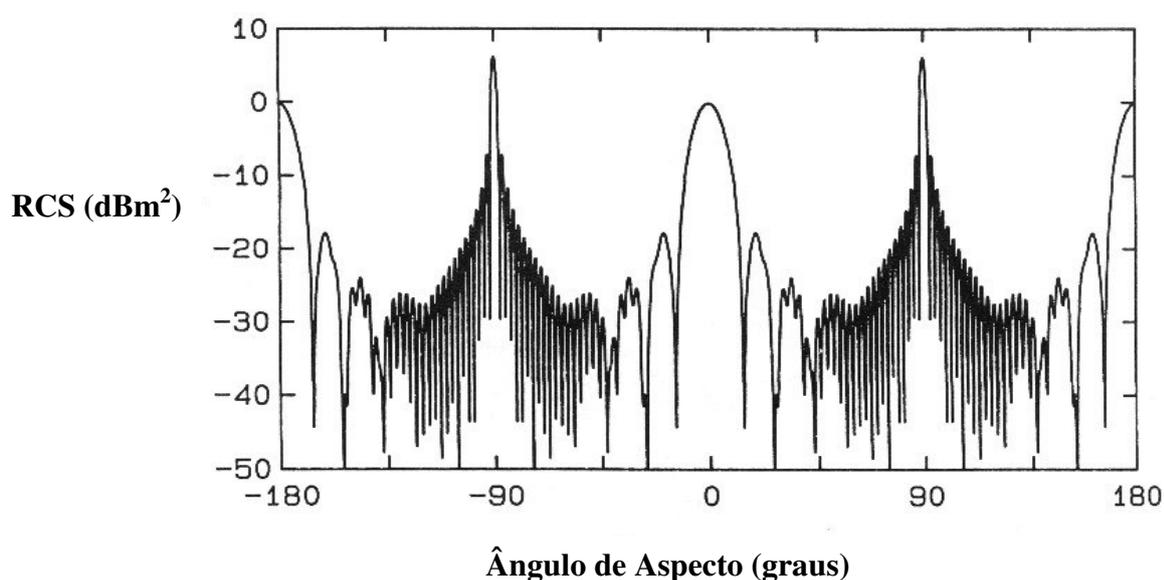


Figura 2.16 – Simulação da RCS de um cilindro de comprimento 0,71 m e diâmetro 0,14 m em 5,4 GHz (banda C)².

Supõe-se que, o cilindro com seu eixo de simetria concordante com a coordenada z , conforme apresentado na Figura 2.15, gira em frente ao sistema transmissor / receptor com zero grau de elevação e de 360° em azimute. Em torno dos ângulos -180°, 0° e 180° vislumbra-se o diagrama característico da RCS de um disco. Próximo aos ângulos de -90° e 90° desenha-se o diagrama referente à lateral do cilindro.

A Figura 2.17 apresenta o diagrama experimental da RCS do cilindro de dimensões apresentadas anteriormente, ou seja, um cilindro metálico maciço de 0,14 m de diâmetro e de 0,71 m de comprimento na frequência de 5,4 GHz^{1,2}.

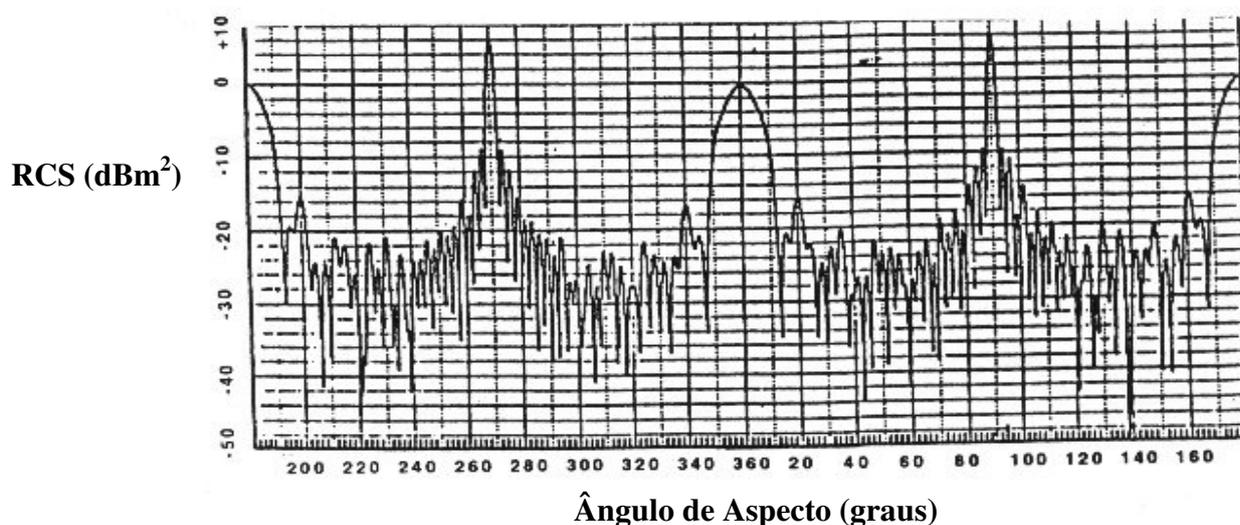


Figura 2.17 – Medida da RCS do cilindro em 5,4 GHz (banda C)^{1,2}.

Os resultados experimentais são concordantes com os simulados apresentados na Figura 2.16. Observa-se que, apesar de se tratar de um alvo simples, um cilindro maciço apresenta um diagrama de RCS repleto de lóbulos. Usando-se as expressões (2.15) e (2.18) da *PO*, que permitem o cálculo da RCS máxima para a lateral do cilindro e para o disco respectivamente, obtêm-se os dados da Tabela 2.4.

O programa, em MATLAB, que permite a simulação da RCS do cilindro maciço em função do ângulo de aspecto é apresentado no Apêndice E.

Tabela 2.4 – Valores máximos da RCS de um cilindro de 0,14 m de diâmetro e 0,71 m de comprimento¹.

Ângulo de aspecto (graus)	RCS (dBm ²)
180° (disco)	0
270° (lateral)	6
360° (disco)	0
90° (lateral)	6
180° (disco)	0

2.5.5 - RCS de Cone

O estudo do diagrama de RCS de um cone metálico é de interesse prático relevante. Deve-se considerar que a parte frontal de uma aeronave convencional, civil ou militar, aproxima-se de um cone conectado à fuselagem cilíndrica.

Na literatura encontram-se resultados teóricos e experimentais obtidos de cones finitos^{4,34,45-49}. A Figura 2.18 apresenta a seção longitudinal de um cone circular reto. O diagrama da RCS é formado pela superfície curva e pela base circular. Dependendo do ângulo de incidência (θ) da onda eletromagnética, o sinal refletido também tem a contribuição dos efeitos de difração da extremidade (1) e da linha de descontinuidade (2) formada pela superfície curva e a base^{34,45}.

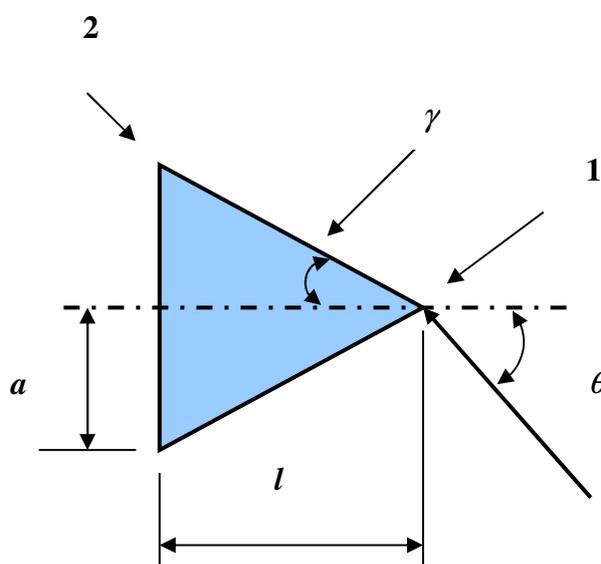


Figura 2.18 – Seção longitudinal de um cone circular reto, onde l é o comprimento, a é o raio da base, γ é o ângulo entre o eixo de simetria e a geratriz do cone e θ é o ângulo de aspecto⁴⁵.

Ruck⁴ apresenta um conjunto de medidas de RCS feitas no *Lincoln Laboratory* do Instituto de Tecnologia de Massachusetts – *MIT*. Como alvo, usa-se um cone reto de 2,374 m de comprimento e raio da base de 0,864 m, conforme ilustra a Figura 2.19.

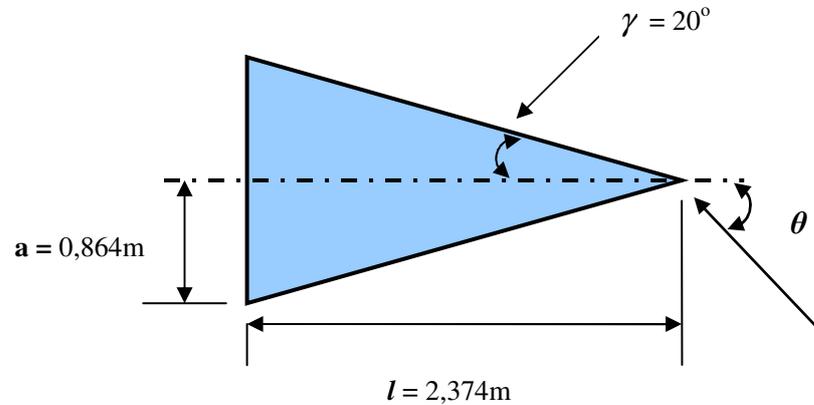


Figura 2.19 – Seção longitudinal do cone usado como alvo, onde $l = 2,374$ m é o comprimento, $a = 0,864$ m é o raio da base, $\gamma = 20^\circ$ é o ângulo entre o eixo de simetria e a geratriz do cone⁴.

As medidas foram feitas em seis frequências: 200 MHz, 400 MHz, 600 MHz, 800 MHz, 1000 MHz e 1200 MHz. A Figura 2.20 reproduz as medidas obtidas na polarização vertical.

Bechtel⁴⁵, utilizando-se da *PO*, apresenta as equações para estimar a RCS nos ângulos de aspecto onde ocorrem as maiores reflexões ou seja: 0° , $90^\circ - \gamma$ e 180° .

Para $\theta = 0^\circ$, a onda eletromagnética incide na extremidade do cone e, neste ângulo, a RCS é calculada pela expressão (2.19):

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{\pi} \left[\frac{k \operatorname{asen}(\pi/n)}{n} \right]^2 \left[\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{3\pi}{n} \right]^{-2}, \quad (2.19)$$

onde:

k – número de onda; e

$$n = \frac{3}{2} + \frac{\gamma}{2}.$$

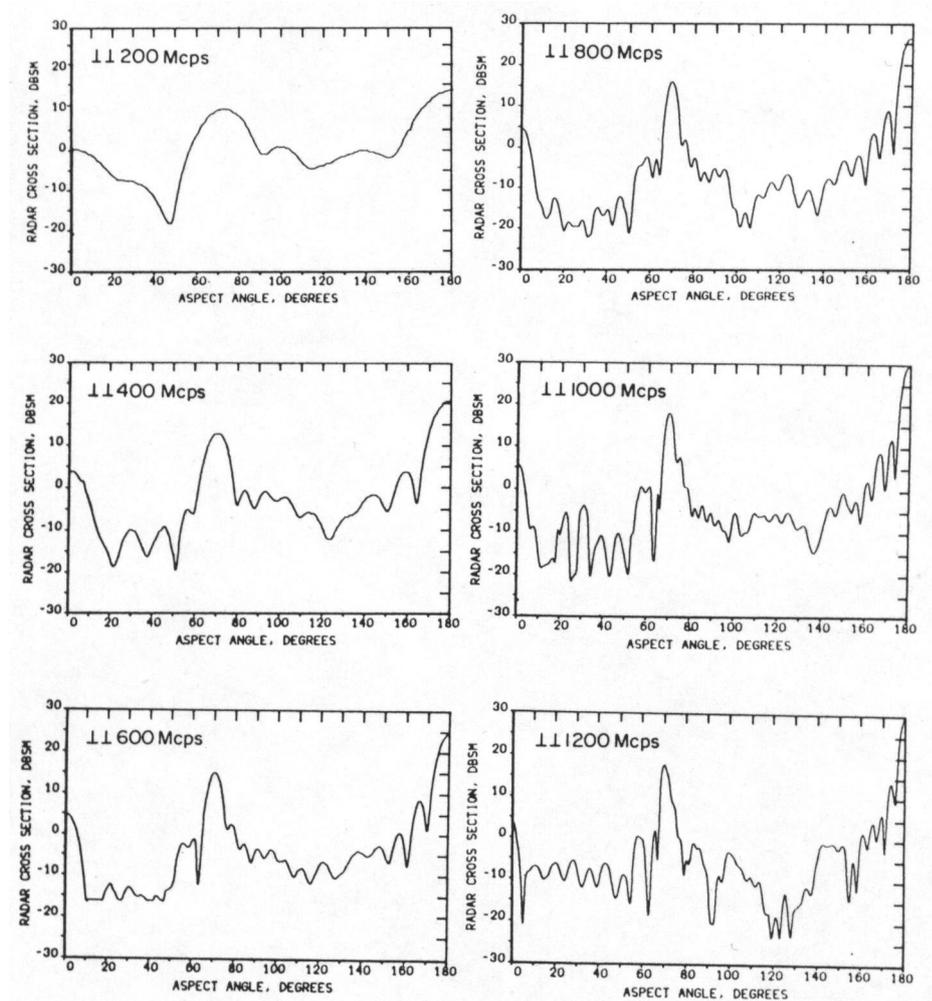


Figura 2.20 – Medidas da RCS do cone de comprimento 2,374 m e raio da base de 0,864 m. A notação Mcps refere-se a megaciclos por segundo ou MHz⁴.

Para $\theta = 90^\circ - \gamma$, a onda incide na lateral do cone e sofre a maior reflexão. Neste ângulo, a RCS é obtida pela equação (2.20):

$$\sigma = \frac{8\pi a^3}{9\lambda} [\text{sen}^2 \gamma \cos \gamma]^{-1}. \quad (2.20)$$

Para $\theta = 180^\circ$ ocorre espalhamento especular produzido pelo disco da base. Neste caso, a RCS é calculada pela fórmula da RCS máxima do disco (2.21), ou seja:

$$\sigma = \frac{(ka)^4}{4\pi} = \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a^2)^2. \quad (2.21)$$

Verifica-se que a RCS depende da frequência, do raio da base e do ângulo entre o eixo de simetria e a geratriz do cone. Com um ângulo de aspecto de 70° , a RCS aumenta com o aumento da frequência. Para um ângulo de aspecto de 180° , o cone apresenta um disco perpendicular ao feixe de radiação. Neste caso, a RCS também aumenta com o aumento da frequência⁴⁵.

A Tabela 2.5 apresenta os valores de RCS para os ângulos de maior reflexão do cone da Figura 2.19, obtidos a partir das equações (2.19), (2.20) e (2.21).

Tabela 2.5 – Valores máximos da RCS do cone da Figura 2.19 em dBm^2 .

<i>Frequência (MHz)</i>	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 70^\circ$	$\theta = 180^\circ$
200	4,06	10,38	14,87
400	4,06	13,39	20,89
600	4,06	15,15	24,42
800	4,06	16,40	26,91
1000	4,06	17,37	28,85
1200	4,06	18,16	30,44

2. 5.6 – RCS de Refletores de Canto

Refletores de canto são inadvertidamente criados em navios e veículos militares nos quais as superfícies planas encontram-se em ângulos que contribuem para a RCS. Os refletores de canto são altamente retroativos e aumentam a probabilidade de detecção pelo radar⁵⁰.

São estudados dois tipos de refletores de canto: o diedro e o triedro.

2. 5.6.1 - Diedro

Um diedro é formado por duas placas planas e metálicas unidas, formando um ângulo entre elas. A geometria de um diedro de 90° iluminado por uma onda plana e, posicionado no sistema cartesiano, é apresentada na Figura 2.21.

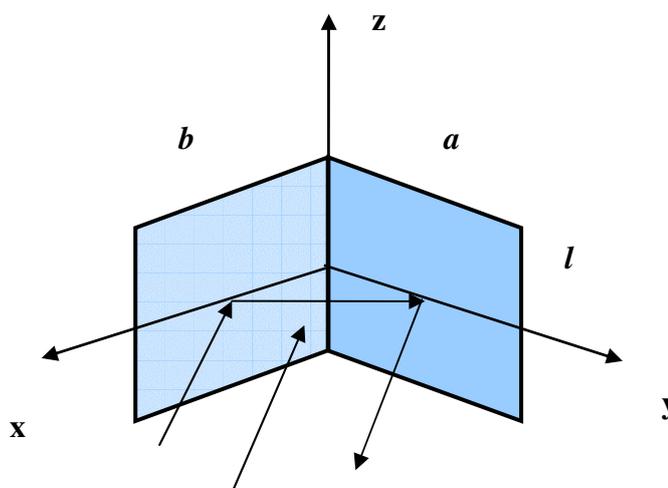


Figura 2.21 - Incidência de onda plana em um diedro ortogonal de faces iguais¹.

Geometricamente, todo raio incidente é refletido duas ou mais vezes e emerge viajando em retorno à direção de onde veio. Conseqüentemente, se as faces do refletor são perpendiculares, múltiplos raios são refletidos em direção à fonte⁵⁰.

Um diedro pode ter as faces de dimensões diferentes. A Figura 2.22 apresenta a seção longitudinal de um diedro com as faces assimétricas. As faces A e B têm dimensões a e b e o comprimento perpendicular ao plano da figura é designado por l .

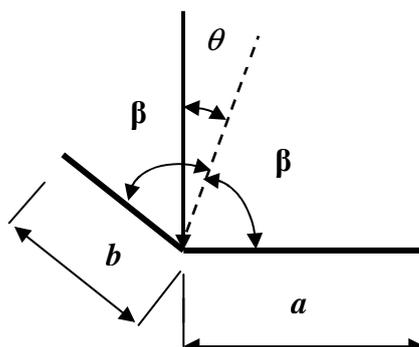


Figura 2.22 - Geometria de um diedro genérico⁵⁰.

O ângulo entre as duas faces é 2β e θ é o ângulo entre a onda plana incidente e o plano que divide o ângulo entre as faces do diedro 2β em duas partes idênticas, conforme apresenta a Figura 2.22. Knott⁵⁰ postula uma expressão para a RCS em função das dimensões do diedro, da frequência do sinal incidente, do ângulo de abertura do diedro (2β) e em função do ângulo θ .

São consideradas quatro contribuições para a RCS. Duas são devidas ao retorno direto provenientes das faces A e B, S_A e S_B , respectivamente. A terceira contribuição é devida às reflexões da face A na face B (S_{AB}) e retorno ao radar. A quarta e última contribuição é devida às reflexões da face B na face A (S_{BA}) e o retorno ao radar. Assim, a RCS do diedro é dada pela expressão (2.22):

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{\pi} (S_A + S_B + S_{AB} + S_{BA})^2. \quad (2.22)$$

Para um campo elétrico incidente com polarizações paralela ou perpendicular ao eixo do diedro (polarizações vertical e horizontal, respectivamente), as fórmulas com PO para S_A e S_B não mudam, mas para as contribuições S_{AB} e S_{BA} mudam com a polarização. Para ângulos de aspecto $-\beta \leq \theta \leq \beta$, ambas as faces são completamente iluminadas por uma onda incidente.

As contribuições S_{AB} e S_{BA} são estimadas encontrando a superfície iluminada por uma face, devido à reflexão produzida na outra face. No entanto, como sugerido na Figura 2.23, a onda refletida por uma face não ilumina completamente a outra face.

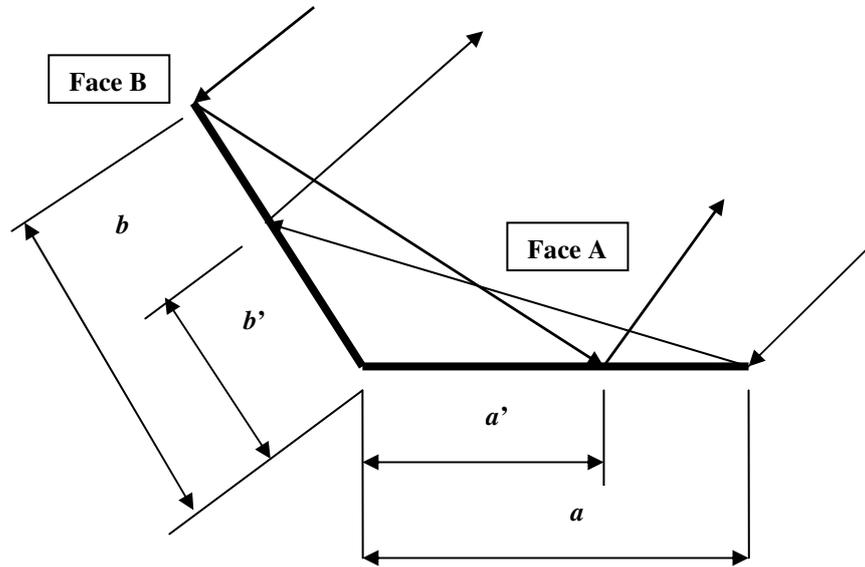


Figura 2.23 – Iluminação incompleta da face A por uma onda refletida na face B e vice-versa^{34,50}.

O feixe refletido cobre somente a largura a' da face a e vice-versa. As larguras efetivas das faces a' e b' são dadas por:

$$a' = \begin{cases} 0, & \theta \leq -\alpha \\ a, & -\alpha \leq \theta \leq \gamma - \alpha \\ b \frac{\text{sen}(\beta - \theta)}{\text{sen}(3\beta - \theta)}, & \theta \geq \gamma - \alpha \end{cases}, \quad (2.23)$$

$$b' = \begin{cases} a \frac{\text{sen}(\beta + \theta)}{\text{sen}(3\beta + \theta)}, & \theta \leq \gamma - \beta \\ b, & \gamma - \beta \leq \theta \leq \alpha \\ 0, & \theta \leq \alpha \end{cases}, \quad (2.24)$$

$$\alpha = \pi - 3\beta, \text{ e} \quad (2.25)$$

$$\text{tg } \gamma = \frac{b \text{ sen}(2\beta)}{a - b \cos(2\beta)}. \quad (2.26)$$

Knott⁵⁰ prova que a RCS do diedro é obtida pela equação (2.27):

$$\sigma = \frac{l^2}{4\pi} \left| \sum_{m=1}^4 R_m (\text{sen} P_m) (e^{-i2Q_m} - 1) / Q_m \right|^2, \quad (2.27)$$

onde:

as expressões para P_m , Q_m e R_m são listadas na Tabela 2.6.

Tabela 2.6 – Variáveis usadas para obtenção da RCS de um diedro⁵⁰.

m	S	P_m	Q_m	R_m
<i>Pol. vertical</i>				
1	S_A	$\beta + \theta$	$ka \cos(\beta + \theta)$	ka
2	S_B	$\beta - \theta$	$kb \cos(\beta - \theta)$	kb
3	S_{AB}	$3\beta + \theta$	$kb' \cos(2\beta) \cos(\beta + \theta)$	kb'
4	S_{BA}	$3\beta - \theta$	$ka' \cos(2\beta) \cos(\beta - \theta)$	ka'

Anderson⁵¹, no entanto, afirma que a equação (2.27) só é válida para refletores obtusos e ortogonais.

A Figura 2.24 apresenta o diagrama obtido da medição da RCS de um diedro com faces iguais e com ângulo 2β igual a 90° .

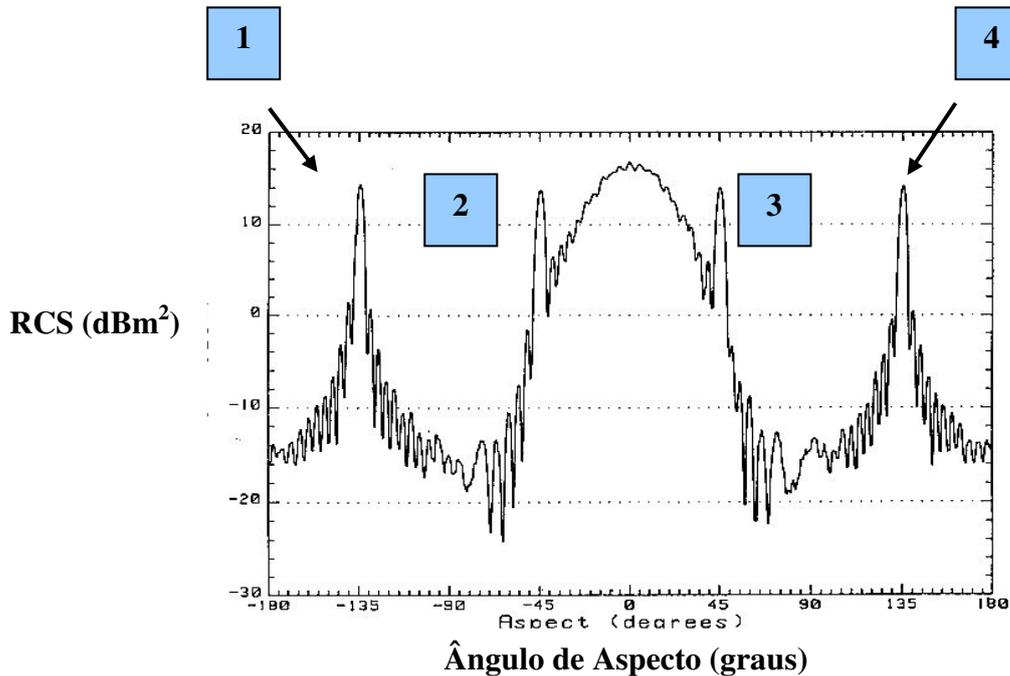


Figura 2.24 – Medida de RCS de um diedro de 90°¹.

Pode-se observar a presença de dois lóbulos nos ângulos de -45° e +45° e um lóbulo principal, onde a RCS atinge seu valor máximo. Para um ângulo de aspecto igual a zero, obtém-se a máxima RCS que é calculada pela equação (2.28)¹:

$$\sigma = \frac{8\pi A^2}{\lambda^2}, \quad (2.28)$$

onde A é área de uma das faces.

Pode-se observar a presença de dois lóbulos nos ângulos de -45° e +45° e um lóbulo principal onde a RCS atinge seu valor máximo. As regiões indicadas pelos marcadores 1 e 4 correspondem às faces A e B do diedro, iluminadas pelo lado externo. Os picos mostrados pelos marcadores 2 e 3 devem-se à refletividade das faces A e B. A região entre os marcadores 2 e 3 é devida à interação entre as faces que compõem o diedro.

Pequenos desvios na ortogonalidade reduzem a RCS dos diedros⁵⁰⁻⁵². Essa redução, por modificação na geometria, é explorada nos projetos de aeronaves furtivas (Apêndice G).

O Apêndice F traz o programa, em MATLAB, que permite obter o diagrama teórico da RCS do diedro em função do ângulo de aspecto usando a expressão (2.27).

2.5.6.2 - Triedro

Um triedro é um alvo formado por três superfícies metálicas. A configuração apresentada na Figura 2.25, e que faz parte deste estudo, é um triedro quadrado. As superfícies são compostas por placas metálicas quadradas unidas em ângulo reto. A literatura^{1,4} apresenta outras duas configurações de triedro: triangular e circular. O triedro triangular é formado por três placas iguais em forma, normalmente de triângulo retângulo. O triedro circular é construído por três placas metálicas que possuem forma de um quarto de disco.

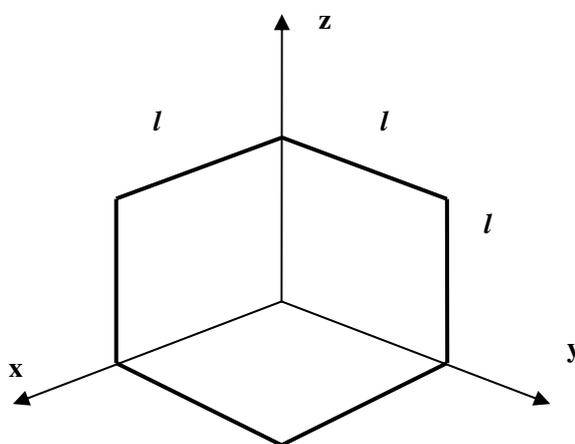


Figura 2.25 – Triedro quadrado de aresta de dimensão l .

Essas geometrias são usadas em navios e, normalmente, nessa aplicação possuem faces com aresta de 0,5 m. Na banda X um refletor triangular com $l = 0,5$ m atinge uma RCS de 290 m^2 ou $24,6 \text{ dBm}^2$ na frequência de 10 GHz ¹⁹.

O triedro tem uma resposta parecida com o diedro¹. No entanto, o lóbulo central é bem mais estreito que o lóbulo central do diedro.

A Tabela 2.7 apresenta a RCS máxima para os três tipos de triedros¹. Pode-se observar que a RCS do triedro quadrado é maior que a RCS do triedro nas duas outras configurações.

Tabela 2.7 – RCS máx. para as configurações de triedros¹.

Tipo de triedro	RCS máx.
Quadrado	$\sigma = \frac{12\pi l^4}{\lambda^2}$
Triangular	$\sigma = \frac{4\pi l^4}{3\lambda^2}$
Circular	$\sigma = \frac{0,507\pi l^4}{\lambda^2}$

2. 6 - RCS de Alvos de Geometrias Complexas

Alvos complexos são modelados como um conjunto de formas geométricas, chamadas primitivas, que são analisadas individualmente. A RCS do alvo é, então, a soma do espalhamento produzido pelos elementos do alvo complexo^{1,5,8,9,39,41,53-56}. Por exemplo, uma aeronave é modelada usando um cone na parte frontal, um cilindro para a fuselagem e uma série de placas planas para asas e empenagens (Figura 2.26).

Obviamente, isto é uma simplificação, mas exemplifica o uso de geometrias primitivas para modelar um alvo complexo⁵. O espalhamento do sinal de radar é um processo físico no qual o conjunto de elementos é iluminado por ondas eletromagnéticas e cada elemento espalhador reirradia parte dessa energia recebida na direção do receptor.

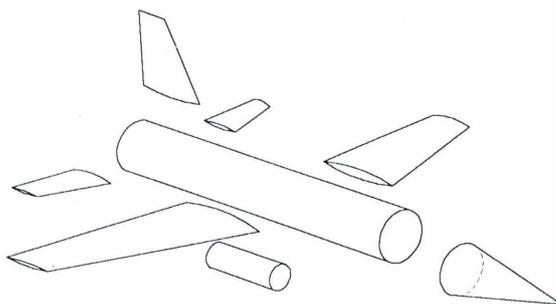


Figura 2.26 – Aeronave modelada como um conjunto de geometrias simples.

Cada elemento que espalha tem associado um campo elétrico que possui amplitude e fase. A composição dos campos elétricos de todos os elementos irradiadores resulta no campo elétrico que o alvo complexo espalha¹.

A Figura 2.27 reproduz o clássico diagrama da RCS da aeronave B-26 no solo³. O radar utilizado emite um sinal de comprimento de onda de 10 cm. Observa-se uma grande variação da RCS em função do ângulo de aspecto.

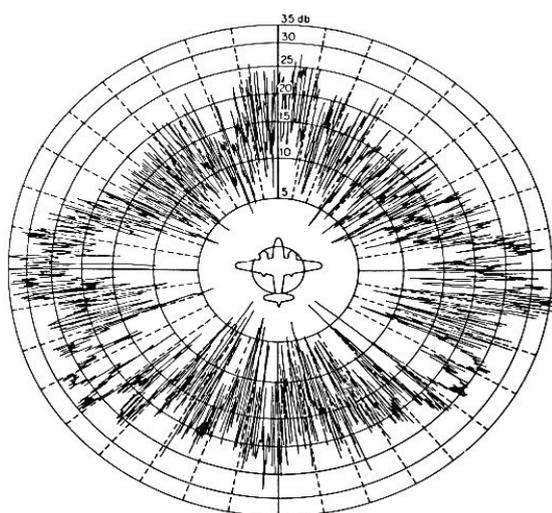


Figura 2.27 – Diagrama polar da RCS da aeronave B-26³.

Na aeronave há muitos centros de espalhamento que contribuem para o espalhamento total e ocorrem interferências de formas construtiva e destrutiva. Fase e

amplitude dos campos de cada elemento espalhador interagem entre si produzindo o complexo diagrama.

2.7 - RCS de Modelos em Escala

Modelos em escala são amplamente usados em engenharia. São comuns os modelos de aeronaves em túneis de vento para estudo de aerodinâmica¹. Modelos de alvos para radar têm sido extensivamente desenvolvidos a partir da Segunda Guerra Mundial³⁷. Os modelos em escala têm menor custo e são mais fáceis de manusear que os alvos reais⁸. O uso de modelos em escala de alvos para obtenção de assinaturas de sinais de radar é possível graças à linearidade das equações de Maxwell. Apesar das dificuldades em construir os modelos e executar as medidas, esses alvos têm grande importância para estimar a RCS de um alvo real¹.

A teoria da modelagem eletromagnética foi desenvolvida por Sinclair, Stratton e King¹ e, é resumida por Ruck⁴ e Blacksmith *et al.*³⁷. Na teoria, as dimensões do modelo são escolhidas para serem as dimensões do alvo real dividida pelo fator de escala S . As relações entre as grandezas físicas para o alvo real e o modelo são apresentadas na Tabela 2.8^{1,37}.

Estas relações enfatizam que a teoria requer que várias das características elétricas dos componentes do alvo real estejam em escala com o modelo, enquanto que outras permanecem inalteradas¹. As grandezas resistência elétrica (R), permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ) devem ser as mesmas tanto para o alvo real quanto para o modelo.

Tabela 2.8 – Relações de escala das grandezas físicas¹.

Grandeza física	Alvo	Modelo
Comprimento	l	$l' = l/S$
Tempo	t	$t' = t/S$
Frequência	f	$f' = fS$
Comprimento de onda	λ	$\lambda' = \lambda/S$
Condutividade	σ_c	$\sigma'_c = S\sigma_c$
Resistência elétrica	R	$R' = R$
Permissividade elétrica	ϵ	$\epsilon' = \epsilon$
Permeabilidade magnética	μ	$\mu' = \mu$
Ganho de antena	g	$g' = g$
RCS	σ	$\sigma' = \sigma/S^2$

A Figura 2.28 apresenta os diagramas de RCS em função do ângulo de aspecto de um modelo em escala de um Boeing 737². O modelo tem fator de escala S igual a 15 e a frequência do sinal é de 10 GHz. A polarização adotada é a vertical. Dois diagramas foram obtidos para testar a validade dos sistemas de medição. De acordo com a teoria da modelagem eletromagnética, os diagramas da Figura 2.28 correspondem às medidas em um modelo de um Boeing 737 em verdadeira grandeza na frequência de 667 MHz e na polarização vertical².

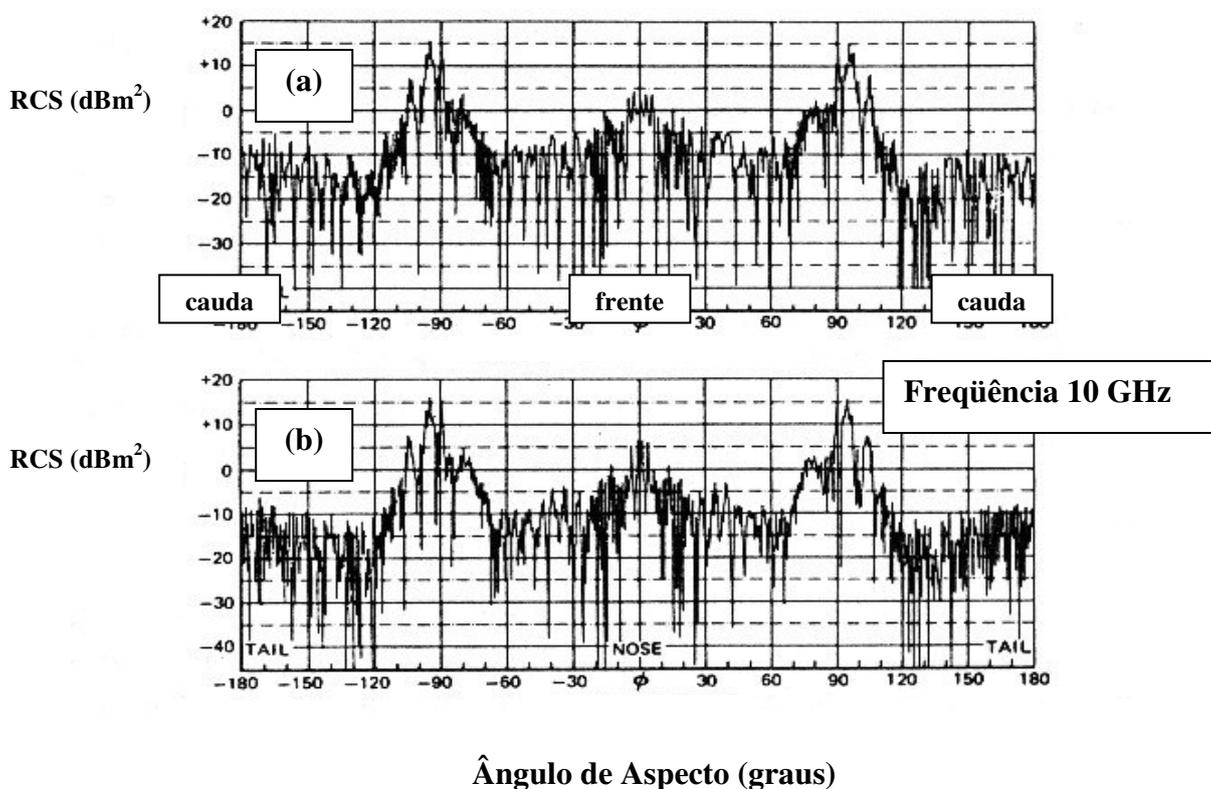


Figura 2.28 – Medida de RCS de um modelo de um Boeing 737 em 10 GHz, com fator de escala $S = 15^2$: (a) medida em *compact range* (b) medida a uma distância de 255 m.

Observa-se na Figura 2.28 que, para um ângulo de aspecto de 0° , o modelo é iluminado de frente. A RCS eleva-se, em grande parte, devido à presença das turbinas^{2,58} e da antena do radar². Para ângulos de aspecto em torno de $\pm 15^\circ$, os bordos de ataque tornam-se os maiores espalhadores².

Quando o modelo é iluminado em sua lateral ocorre a maior RCS. A fuselagem, a nacele e o estabilizador vertical tornam-se os elementos dominantes na contribuição do eco. Deve-se considerar, ainda, o diedro formado inadvertidamente entre a parte superior da asa e a superfície curva da fuselagem. Outro diedro similar ocorre entre a superfície superior do estabilizador horizontal e o estabilizador vertical. Os efeitos de diedro são, também, grandes fontes de eco².

Com o modelo iluminado em ângulos próximos a $\pm 180^\circ$, as contribuições mais significativas para a RCS são as turbinas².

A partir da teoria da modelagem eletromagnética, Knott² deduz que se a RCS máxima é de 15 dBm² em 10 GHz, conforme a Figura 2.28 indica, então em um modelo em verdadeira grandeza, na frequência de 667 MHz, a RCS máxima seria de 38 dBm² (cerca de 7000 m²). Esses valores dependem da fidelidade do modelo em escala em relação ao modelo em tamanho real.

Capítulo 3

Redução da Seção Reta Radar de Aeronaves

3.1 - Considerações Iniciais

Minimizar o retorno do sinal de radar proveniente de aeronaves foi uma idéia que ocorreu aos engenheiros britânicos durante a Segunda Guerra Mundial. Em 1941, pesquisadores britânicos propuseram modificações nas aeronaves de tal forma a deixá-las indetectáveis ao radar. Se uma aeronave tivesse a fuselagem com uma determinada impedância, reflexões poderiam ser evitadas em certas frequências¹⁰.

Apesar de não terem levado a idéia além de poucos artigos teóricos, esses engenheiros chegaram a conceitos que se tornaram sólidos na década de 1960. A tecnologia *Low Observable (LO)* desenvolveu-se como uma necessidade de minimizar o retorno do sinal de radar produzido por uma aeronave.

Segundo Knott², o projeto adequado da aeronave e o uso de materiais absorvedores de radiação eletromagnética (MARE) são as mais efetivas técnicas de redução de RCS.

O uso de geometria, visando a redução do eco do radar, é possível apenas na fase inicial do projeto, atrelado a um elevado custo. Já a aplicação adequada de MARE em plataformas militares favorece a redução da RCS a um custo menor, pois neste caso a geometria é mantida aproximadamente inalterada e a redução da RCS dá-se pela atenuação da radiação por fenômenos físico-químicos que envolvem a interação onda-matéria. No entanto, o uso de MARE adiciona peso e volume à plataforma recoberta, além de necessitar de manutenção cuidadosa e rotineira das superfícies recobertas².

3.2 - Efeitos da Forma Geométrica

O objetivo da forma geométrica de uma aeronave furtiva (*Stealth*) é orientar as superfícies e as bordas para refletir as ondas eletromagnéticas espalhadas para direções diferentes das do radar⁵⁹. Isto não pode ser feito para todos os ângulos, pois sempre haverá ângulos em que tais superfícies são vistas em incidência normal e os ecos existirão. Salienta-se que o projeto para reduzir a RCS é feito quase que exclusivamente para radares monoestáticos que são a maioria dos sistemas radar.

Uma importante constatação do efeito da forma geométrica sobre a redução da RCS é feita por Knott⁵⁰, Griesser e Balanis⁵². Um diedro obtuso tem seu diagrama de RCS modificado em relação a um diedro ortogonal. Knott⁵⁰ apresenta a simulação da RCS de dois diedros distintos. Um diedro tem faces de tamanhos desiguais e o outro possui um ângulo entre as faces igual a 100°. A Figura 3.1 reproduz esses diagramas.

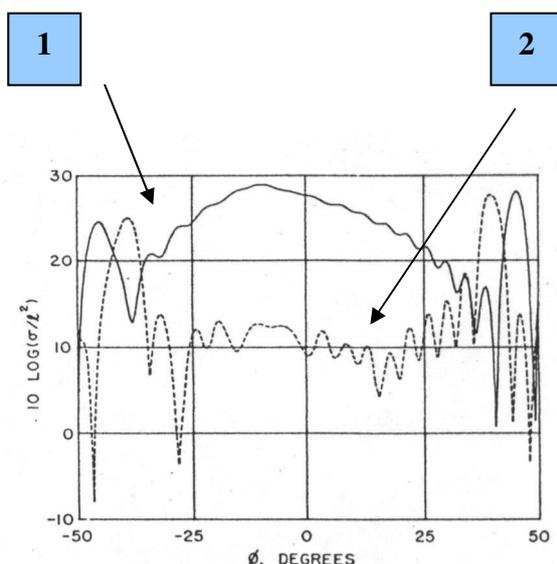


Figura 3.1 – RCS de diedros distintos⁵⁰: (1) diedro de faces desiguais e ângulo de 90°,
(2) diedro com faces iguais e ângulo de 100°.

O marcador 1 indica o diagrama do diedro de faces desiguais e o marcador 2 indica o diagrama do diedro de 100° .

Observa-se no diagrama indicado pelo marcador 1 que não há simetria do lóbulo central. Este apresenta-se deslocado em direção a uma das faces do diedro.

A linha tracejada, indicada pelo marcador 2, mostra a RCS de um diedro que possui um ângulo de 100° . Nota-se a redução da RCS no centro do diagrama. No entanto, os picos devido à cada uma das faces se mantêm.

Para se desenhar uma aeronave furtiva é necessário entender como uma onda eletromagnética, que se propaga no espaço livre, se espalha ao atingi-la. A literatura^{1,2,4,10,36,57} descreve mecanismos de espalhamento que contribuem para a assinatura de sinais de radar e devem ser controlados por projetistas para obter a redução da RCS. Os principais mecanismos de espalhamento são^{9,10,36}:

- 1. reflexão especular:** é a maior fonte de eco e a minimização desse mecanismo é a primeira tarefa do desenho de uma aeronave para ser furtiva. Conforme visto no item 2.5.1, uma placa perpendicular ao sistema do radar reflete como um espelho. Os grandes estabilizadores verticais que existem nas aeronaves convencionais são exemplos de refletores citados na literatura. A reflexão especular tem grande contribuição para a RCS^{10,36}.
- 2. difração:** quando a reflexão especular é reduzida, outros mecanismos de espalhamento, podem afetar a RCS, devido às muitas características de uma aeronave. Entende-se por difração de onda quando esta muda de direção devido a um obstáculo ou outra não homogeneidade do meio⁹. Nas aeronaves e outros alvos, a difração ocorre quando as ondas eletromagnéticas atingem extremidades que não são recobertas com MARE¹⁰. Pontos cônicos, refletores de canto agudos e estruturas tubulares causam seus próprios padrões de difração como apresentado na Figura 3.2⁴.

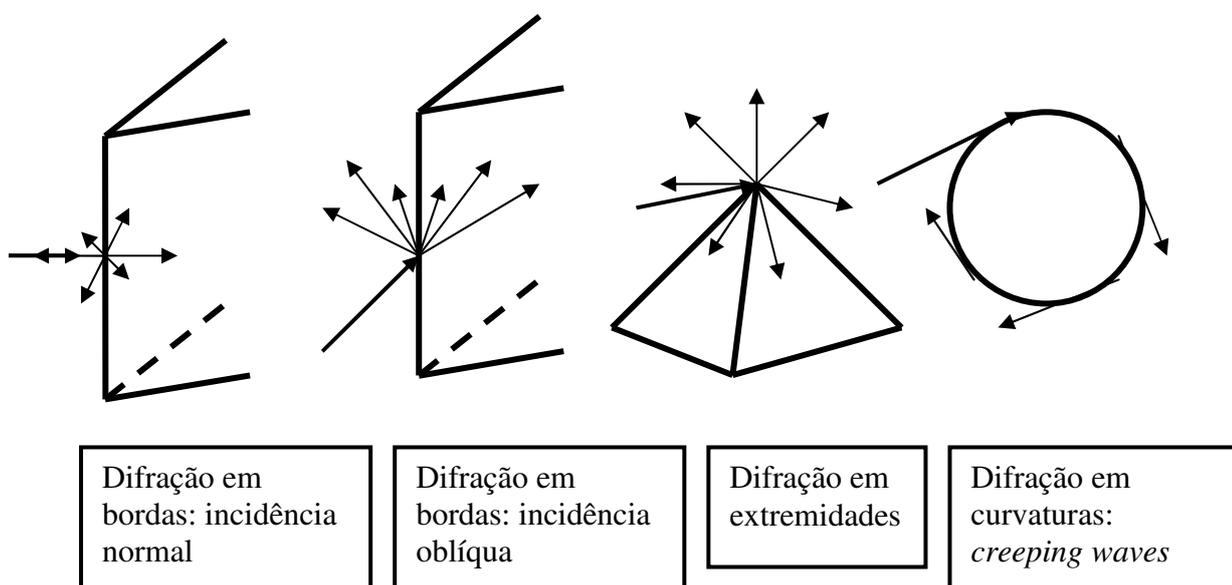


Figura 3.2 – Difração de ondas eletromagnéticas⁴.

Difração múltipla ocorre em cavidades^{10,36,57}. Ondas eletromagnéticas incidem em um *cockpit* ou nas turbinas e sofrem alterações de percurso em caminhos complexos. A intensidade do espalhamento em cavidades ou dutos pode aumentar a RCS de um alvo complexo.

- 3. ondas de superfície:** a energia incidente é transmitida ao longo da superfície do alvo. As ondas de superfície (*travelling waves*) tornam o alvo uma linha de transmissão ou uma antena. Uma descontinuidade, uma inclinação na superfície, uma região mal acabada ou mudança de material com diferentes condutividades pode causar difração das ondas de superfície. A Figura 3.3 apresenta a propagação e o espalhamento das ondas de superfície em um alvo iluminado por ondas eletromagnéticas.

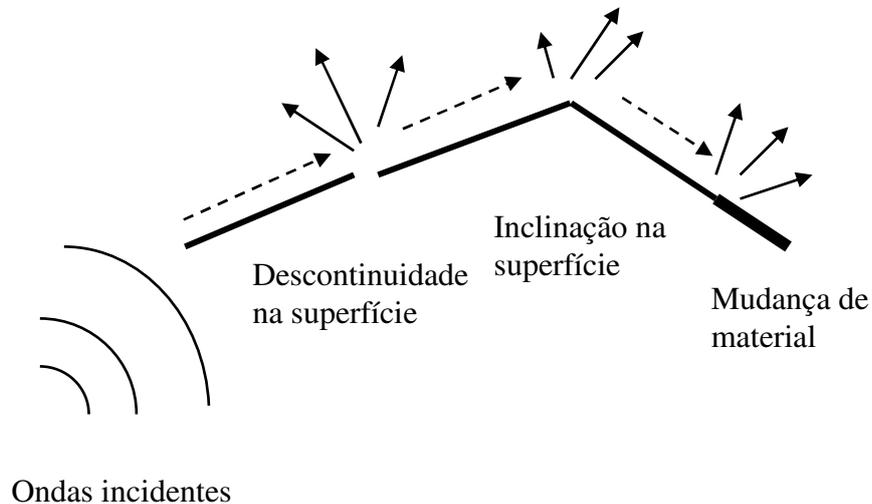


Figura 3.3 – Propagação e espalhamento de ondas de superfície em um alvo¹⁰.

3.3 – Material Absorvedor de Radiação Eletromagnética – MARE

A refletividade de um alvo é função não somente da forma, mas também das propriedades do material e das características elétricas (incluindo ângulo de incidência) do sinal do radar. As características *LO* de uma estrutura dependem das propriedades do material, particularmente de suas propriedades elétricas e magnéticas^{2,34,60}.

Os parâmetros dos materiais, que descrevem suas interações com os campos eletromagnéticos, são a permissividade elétrica (ϵ) e a permeabilidade magnética (μ). A permissividade descreve o comportamento na presença do campo elétrico e consiste em uma parte real ϵ' e uma parte imaginária ϵ'' . Assim, a permissividade é expressa pela equação (3.1):

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (3.1)$$

Outro parâmetro frequentemente usado é o fator de dissipação, também chamado de *tangente de perda* ($\text{tg } \delta$), definido como a razão entre ϵ'' e ϵ' (equação (3.2)), na forma:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}. \quad (3.2)$$

A permissividade dos materiais é freqüentemente normalizada em relação à permissividade do vácuo (ε_0) e é chamada de *permissividade relativa* (ε_r), conforme representado na equação (3.3):

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0} - j \frac{\varepsilon''}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r' - j \varepsilon_r'', \quad (3.3)$$

onde ε_0 é a permissividade do espaço livre e igual a $8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m. O fator de perda (ε_r'') é função da condutividade do material (equação (3.4)), ou seja:

$$\varepsilon_r'' = \frac{\sigma_c}{2\pi f \varepsilon_0}, \quad (3.4)$$

onde: σ_c é a condutividade em S/m e f é a freqüência de operação.

A parte real da permissividade relativa (ε_r') é chamada de constante dielétrica. Esta representa a capacidade do material em armazenar energia e o fator de perda (ε_r'') descreve a perda de energia do campo elétrico no material.

Similarmente, a notação de permeabilidade magnética é um número complexo conforme as equações (3.5) e (3.6) ³⁴:

$$\mu = \mu' - j\mu'', \text{ e} \quad (3.5)$$

$$\mu_r = \frac{\mu'}{\mu_0} - j \frac{\mu''}{\mu_0} = \mu_r' - j\mu_r'', \quad (3.6)$$

onde $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m é a permeabilidade magnética do vácuo.

Os MARE são classificados em duas amplas categorias: absorvedores dielétricos e magnéticos⁶⁰. Compósitos absorvedores dielétricos dependem da perda ôhmica da energia que pode ser obtida pela adição de filamentos de fibras de carbono ou partículas de grafite, negro de fumo ou metal, ou, ainda, partículas de polímeros condutores em uma matriz de resina. Absorvedores magnéticos são obtidos quando partículas magnéticas, como ferrocarbonila e ferritas, são adicionadas a uma matriz polimérica^{2,60}. Esses aditivos são usualmente denominados de centros absorvedores.

O princípio de como o absorvedor de microondas trabalha é explicado por Johnson⁶¹. Uma onda plana viaja através do espaço livre que possui impedância η_0 e atinge uma superfície que possui uma impedância η e parte do sinal é refletido. A magnitude do coeficiente de reflexão (Γ) é governada pela equação (3.7):

$$\Gamma = \frac{1 - \eta/\eta_0}{1 + \eta/\eta_0}, \quad (3.7)$$

onde:

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \, \Omega, \quad e \quad (3.8)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}. \quad (3.9)$$

Para não haver reflexão, o coeficiente de reflexão deve ser nulo, o que significa que:

$$\eta = \eta_0. \quad (3.10)$$

Essa condição ocorre quando:

$$\epsilon_r = \mu_r. \quad (3.11)$$

Assim, o absorvedor perfeito deve satisfazer à igualdade (3.11) em toda sua extensão. No entanto, nas frequências de microondas, μ_r geralmente não se aproxima da magnitude de ϵ_r ⁶⁰. Por outro lado, a condição (3.10) aplica-se somente para campo

especular. Difrações de bordas e ondas de superfícies produzirão campo espalhado não-nulo em superfícies finitas^{57,62}.

Os materiais magnéticos oferecem a vantagem de serem compactos porque possuem menor espessura que os absorvedores dielétricos. No entanto, os absorvedores magnéticos são mais pesados devido ao teor de ferro dos aditivos magnéticos e respondem melhor em uma estreita faixa de frequências (banda estreita)².

Uma importante classe de materiais absorvedores dielétricos são os polímeros condutores. Esses possuem vantagens sobre os materiais granulados tradicionais e podem ter desempenho equivalente ao dos materiais magnéticos, mas com menor massa específica^{15,63}.

A Subdivisão de Compósitos da Divisão de Materiais (AMR) do Instituto de Aeronáutica e Espaço (IAE) tem publicado trabalhos referentes ao processamento de MARE e eficácia de absorção de microondas na banda X. As matrizes poliméricas comumente usadas são: epóxi, poliuretano e borrachas de silicone e nitrílicas, com os aspectos finais de não tecidos, mantas de borrachas, tintas e espumas⁶⁴⁻⁷⁶.

Como absorvedores dielétricos estuda-se o negro de fumo e polímeros condutores impregnados em matrizes de borrachas e tintas⁶⁵⁻⁶⁷. Os polímeros condutores têm grande importância nas pesquisas e é analisado o comportamento de absorção de microondas da polianilina e do polipirrol⁶⁸⁻⁷⁰. Os não tecidos e as mantas de borracha flexíveis impregnados com elementos absorvedores são úteis na redução da interferência eletromagnética em equipamentos eletrônicos e também na camuflagem de veículos terrestres^{65,66,70,71}.

Como absorvedores magnéticos têm-se ferritas de MnZn, NiZn e MgZn aditivadas em espumas poliuretânicas, silicone e epóxi^{64,72,73}.

Os estudos de redução de RCS para alvos como placas planas e refletores de canto com MARE são de interesse acadêmico e também vêm sendo pesquisados⁷⁴⁻⁷⁸.

Em relação às medidas de ϵ_r e μ_r , Von Hippel⁷⁹ tem um importante trabalho em medidas das propriedades eletromagnéticas de materiais homogêneos como cerâmicas, ferritas e líquidos. Weir⁸⁰ e Nicolson e Ross⁸¹, usando os coeficientes de reflexão e de transmissão de amostras inseridas em portas-amostras ligados a cabos coaxiais ou guias de ondas, desenvolveram um método de obter ϵ_r e μ_r de materiais homogêneos. Atualmente, através de algoritmos e de *analisadores de rede vetoriais*, é possível obter as propriedades ϵ_r e μ_r de materiais homogêneos em uma faixa de frequências que se estende de 45 MHz a 100 GHz⁸²⁻⁸⁴.

Um MARE pode possuir uma única camada. Nesse caso, esse absorvedor deve consistir de um material uniforme, homogêneo, flexível e de espessura controlada⁸⁵. O desempenho dos MARE é determinado pelo conhecimento de três parâmetros inerentes: ϵ_r , μ_r e espessura. Para efeito de refletividade, absorvedores de uma única camada são inerentemente do tipo banda estreita⁸⁵. Para se obter um MARE banda larga, várias camadas de absorvedores devem ser sobrepostas adequadamente ou feita a combinação de vários centros absorvedores em uma única matriz. As camadas têm seus parâmetros medidos com precisão. Depois, as camadas são otimizadas e a sua seqüência de empilhamento no processamento do MARE é sugerida por simulações com software específico, de forma a maximizar o desempenho do absorvedor processado. Como o MARE de única camada, o MARE de múltiplas camadas tem seu desempenho determinado pelo conhecimento das propriedades eletromagnéticas e da espessura de cada camada⁸⁵.

O Apêndice G oferece um breve relato da evolução e apresenta as principais características das aeronaves furtivas dos EUA⁸⁶⁻⁹⁶.

Capítulo 4

Materiais e Métodos

4.1 – Sistema de Medidas de RCS

A maioria dos sistemas quase-monoestáticos de medidas de RCS é montada fixando-se as antenas transmissora e receptora próximas e em paralelo e rotacionando o alvo frente às mesmas^{37,57}. Inicialmente, um alvo de calibração conhecido (alvo de referência), por exemplo, uma esfera, tem seu diagrama de refletividade obtido. A potência recebida desse alvo conhecido é definida como referência. Em seguida, esse alvo de referência é trocado por um objeto de RCS desconhecido e esse novo alvo é rotacionado. Comparando-se a potência recebida pelo alvo que está sendo caracterizado e a potência de referência, é obtida a RCS desconhecida do objeto em estudo⁵⁷.

A maioria das medidas de RCS é feita em ambientes fechados ou câmaras anecóicas. Nessas câmaras é eliminada ou reduzida a interferência de fontes de ondas eletromagnéticas do ambiente externo e a temperatura é controlada, o que aumenta a estabilidade da instrumentação. O resultado final tem mais acuidade, sendo possível a repetibilidade das medidas⁵⁷.

Para a medida da refletividade dos alvos adotados neste trabalho utilizou-se a câmara anecóica localizada no Instituto de Fomento e Coordenação Industrial – IFI. A metodologia de medidas proposta consiste de duas antenas do tipo piramidal que operam na banda X (8 GHz a 12 GHz). As antenas, uma transmissora e a outra receptora, são montadas em uma torre na câmara anecóica conforme apresentado na Figura 4.1. O conjunto de antenas pode ser rotacionado e assim é possível trabalhar nas polarizações vertical e horizontal.

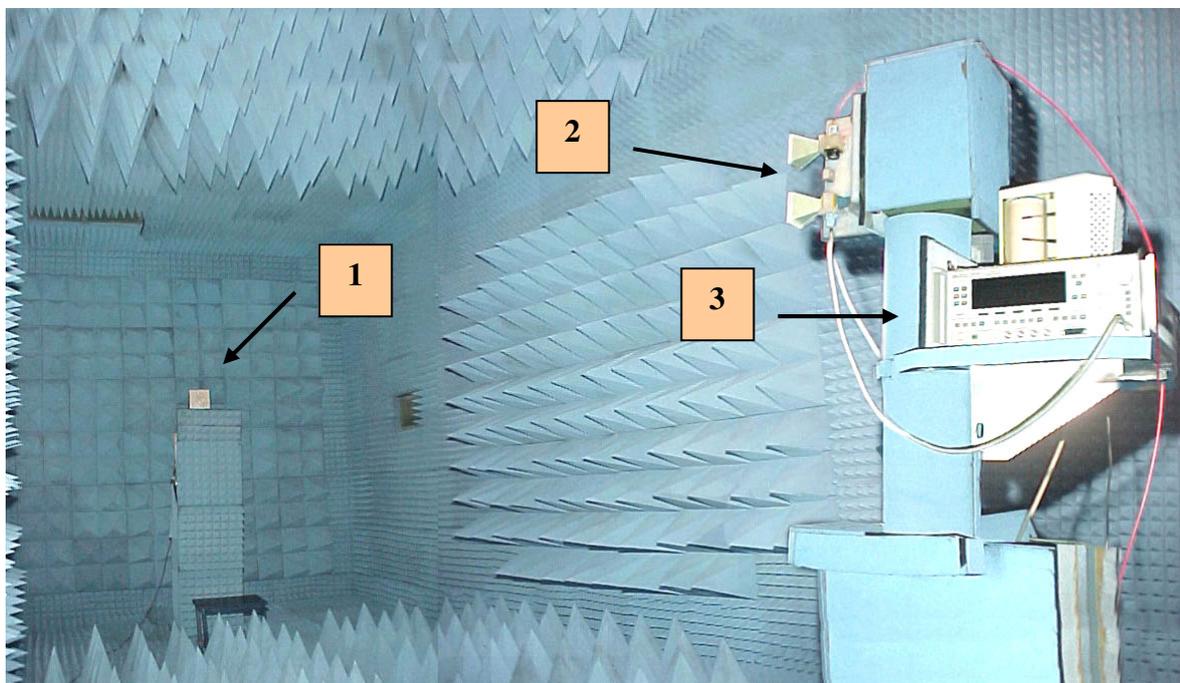


Figura 4.1 – Câmara anecóica localizada no IFI/CTA: (1) Alvo posicionado para caracterização sobre suporte recoberto com MARE piramidal; (2) Antenas piramidais na polarização horizontal; (3) Gerador de microondas (cortesia do IFI/CTA).

O alvo é fixado sobre um posicionador em suporte de PVC recoberto com material absorvedor. Esse posicionador gira o alvo num ângulo de 360° em azimute.

O gerador de microondas alimenta a antena transmissora via um cabo de baixas perdas.

Na recepção dos sinais refletidos pelo alvo em estudo, um analisador de espectro é conectado à antena receptora. Através de uma interface *GPIB*, um computador faz a aquisição dos dados. A seguir, são relatadas as características dos principais elementos que compõem a metodologia de medidas. É feita uma descrição técnica da câmara anecóica, do gerador de microondas, do analisador de espectro e do sistema de aquisição de dados.

1. Câmara anecóica: a câmara anecóica é retangular e possui as dimensões internas de 8,4 m x 3,4 m x 3,4 m. Foi construída de chapas metálicas e revestida, internamente, de absorvedores piramidais do tipo EHP-8 e EHP-26 da Rantec, capazes de atenuar até 50 dB.

A altura máxima das torres é de 2,3 m. A distância entre as antenas e o alvo é de 6,5 m.

2. Gerador de microondas: o gerador utilizado é da marca HP e o modelo é o 83630. Sintetizado, o gerador opera na faixa de frequências de 10 MHz a 26,5 GHz com potência máxima de saída de 20 dBm. Este equipamento é anualmente calibrado pelo IFI.

3. Analisador de espectro: o analisador de espectro usado é também da marca HP, modelo 8593E. Possui faixa de frequências de 9 kHz a 22 GHz, gama de amplitude de 30 dBm máximo de entrada, faixa dinâmica de 118 dB e sensibilidade de -121 dBm. Essas características técnicas permitem a aquisição de medidas com precisão. Este equipamento é calibrado anualmente pelo IFI.

4. Microcomputador: o computador usado foi um PC Pentium de 233 MHz, memória RAM de 32 MB, HD de 2 GB, monitor de vídeo VGA e sistema operacional Windows 98.

5. Interface GPIB: para a comunicação do computador com o analisador de espectro é usada uma interface *GPIB – General Purpose Interface Bus*, fabricada pela *Cyber Research* modelo *GPIB/PCI*, com taxa de transferência de dados de 1 MB/s.

A Figura 4.2 apresenta uma vista interna da sala de controle da câmara anecóica denominada *shelter*. Nesta sala estão o analisador de espectro, o computador de aquisição e os equipamentos de medida e controle. Na Figura 4.2 estão indicados:

1. analisador de espectro;
2. controladores dos posicionadores de transmissão e recepção que proporcionam o movimento em azimute dos alvos e os ajustes de polarização das antenas transmissora e receptora; e
3. computador.

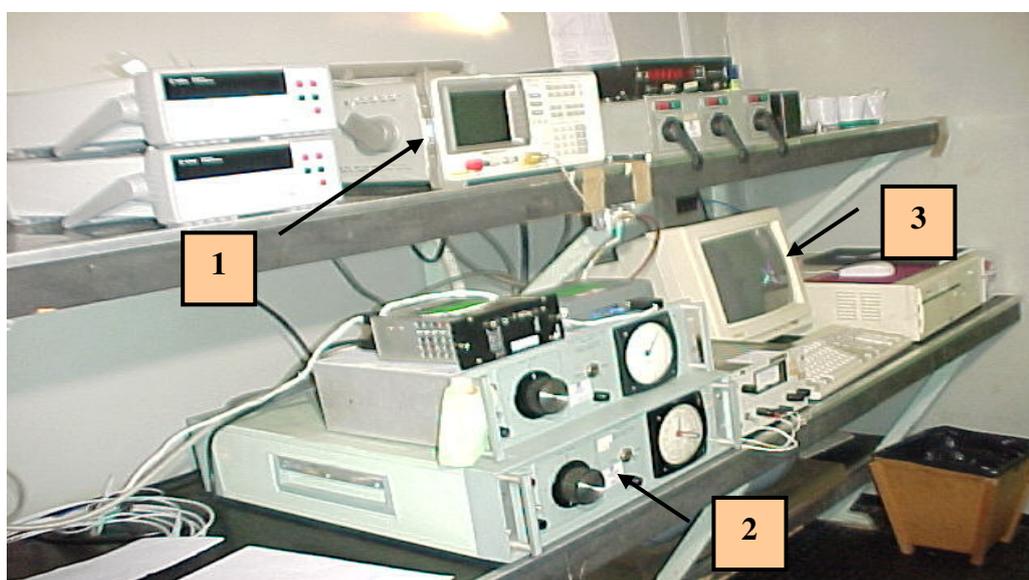


Figura 4.2 – Equipamentos de controle e aquisição de dados da câmara anecóica.

4. 2 – Fontes de Erros no Processo de Medição

O sinal que retorna para a antena receptora não é devido inteiramente ao espalhamento do alvo. Incluem-se, também, os ruídos introduzidos pelo sistema de recepção e sinais espalhados provenientes das paredes da câmara e do suporte do alvo. Parte do sinal transmitido acopla diretamente na antena receptora. Erros nas medidas são compensados. Primeiro, a medida é feita na ausência de alvo. Idealmente, o analisador de espectro, conectado à antena receptora não deve indicar a presença de sinal, se as paredes da câmara são absorvedoras perfeitas e se não há acoplamento entre as antenas transmissora e receptora. Na prática, um sinal de ruído não nulo é detectado pelo

analisador de espectro. Esse sinal de ruído é o mesmo tanto para o alvo de referência como para o alvo que se quer estudar.

Uma fonte de erros potencial é o suporte do alvo. Se for possível, o pedestal deve ser feito de material de baixa massa específica, que não reflita. Frequentemente, o alvo é suspenso por fios de poliéster. Para alvos grandes e pesados usam-se suportes de metal. Nesse caso, suportes com características especiais são construídos e MARE é usado para revestir esses suportes de alvo^{1,57}.

Para a medida de RCS é necessário que o alvo esteja afastado do sistema transmissor-receptor. A condição de campo distante é obtida pela expressão (4.1)¹:

$$r = P \frac{D^2}{\lambda}, \quad (4.1)$$

onde:

r – distância do sistema transmissor / receptor e o alvo;

P - constante de proporcionalidade que deve ser maior ou igual a 2 para atender à condição de campo distante¹;

D – maior dimensão do alvo; e

λ - comprimento de onda do sinal incidente.

O Apêndice H analisa a necessidade de atender à condição de campo distante nas medições de RCS e traz a dedução da equação (4.1)^{1,97-99}. Para todos os alvos caracterizados neste trabalho é calculado o valor da constante P . Neste caso, considera-se que o alvo está em campo distante se $P \geq 2$, de acordo com a literatura^{1,32,33,57,97-99}.

4.3 – Calibração

Calibração de um sistema de refletividade de radar é um processo no qual, a partir da relação de sinais de um alvo de referência e de um alvo desconhecido, é possível obter as características de RCS desse alvo. A calibração de amplitude envolve o uso de

um padrão de calibração como placas planas, esferas e refletores de canto. Também são usados alvos para calibração mais sofisticados, como as *lentes de Luneberg*¹. Primeiramente, obtêm-se os sinais de refletividade do alvo-padrão e do alvo em estudo. Conhecendo a RCS do alvo-padrão, então é feito o cálculo da RCS do alvo sob estudo. Para ambos os alvos, colocados à mesma distância do sistema transmissor / receptor, a RCS do alvo desconhecido, sob estudo, é obtida pela equação (4.2)¹:

$$\sigma = \frac{P_A}{P_{REF}} \sigma_{REF}, \quad (4.2)$$

onde:

σ - RCS do alvo desconhecido em m²;

P_A - potência do alvo desconhecido em W;

P_{REF} - potência do alvo de referência em W; e

σ_{REF} - RCS do alvo de referência em m².

A precisão dos resultados, devido ao método de calibração, depende da precisão da RCS do alvo de referência, do posicionamento das antenas em relação ao alvo e das múltiplas reflexões no ambiente de medidas, que podem gerar erros na amplitude¹.

Nesta tese, o alvo usado como referência para calibração é uma *lente de Luneberg* que garante precisão da RCS. Usa-se um laser para alinhar as antenas com o centro do alvo. As paredes da câmara, recobertas com absorvedores do tipo piramidal (Figura 4.1), evitam que haja múltiplas reflexões.

A lente de Luneberg é uma esfera feita de material dielétrico que possui um alto valor de RCS em uma faixa de ângulos de aspecto, podendo esse valor ser constante em faixas de 70°, 90°, 140° e 180°. A Figura 4.3 apresenta um tipo de lente de Luneberg fabricada pela Matthelec sob licença da Thomson Inc¹⁰⁰.



Figura 4.3 - Lente de Luneberg da empresa Matthelec.

A lente de Luneberg é formada por várias camadas de diferentes constantes dielétricas (Figura 4.4). Sobre superfície da camada mais externa, há um refletor metálico (Figura 4.5).



Figura 4.4 - Camadas de um núcleo de uma lente de Luneberg.

A lente, ao receber uma onda plana, concentra a energia na sua área refletiva, devido à variação de índice de refração provocada por suas camadas dielétricas. A energia concentrada retorna ao sistema radar, conforme apresentado na Figura 4.5.

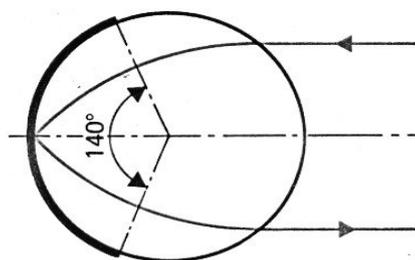


Figura 4.5 – Lente de Luneberg e o refletor que garante o retorno do sinal ao radar¹⁰⁰.

A lente de Luneberg, apresentada na Figura 4.3, é usada neste trabalho como alvo de calibração. É de fabricação francesa e possui as seguintes especificações¹⁰⁰:

- Tipo: D6382
- Diâmetro: 32 cm
- RCS em 9,375 GHz: 45 m²
- Tipo de resposta: monoestática
- Zona de resposta: cone $\pm 70^\circ$
- Polarização: linear
- Peso: 7,5 kg.

Esta lente, que pertence ao *Laboratório de Caracterização Eletromagnética de Materiais* da AMR, é usada como padrão de calibração para alvos de radar na câmara anecóica do IFI/CTA.

Além de ser um alvo de referência para a calibração de sistemas de radar, a lente de Luneberg é também usada para a localização por radar de alvos como pequenas embarcações e balões de sondagem¹⁴.

4.4 - Alvos Simples Utilizados para Medidas de Refletividade e RCS

A seguir, são apresentados os alvos de geometrias simples utilizados neste trabalho para medidas de refletividade e RCS. Todos estes alvos foram projetados e fabricados neste estudo. Ao final deste trabalho ficarão como referências secundárias na calibração de medidas de refletividade e RCS realizadas no *Laboratório de Caracterização Eletromagnética de Materiais* da AMR.

4.4.1 – Esfera

A Figura 4.6 apresenta a esfera usinada em alumínio. Esta é maciça, pesa 20,8 kg e seu diâmetro é de 244,7 mm. Este alvo apresenta superfície polida e excelente esfericidade. Foram realizadas medidas com precisão que não apresentaram variação maior do que $\pm 0,1$ mm.



Figura 4.6 - Esfera metálica utilizada como alvo.

Os desenhos utilizados na usinagem da esfera da Figura 4.6 são apresentados no Anexo A.

4. 4.2 - Placa Plana

A Figura 4.7 apresenta a placa plana usada como alvo. Esta é quadrada com 20 cm de aresta e construída em alumínio. Conforme a Figura 4.7, a placa metálica é colada em um suporte de madeira para garantir a sua planicidade em relação ao plano horizontal.

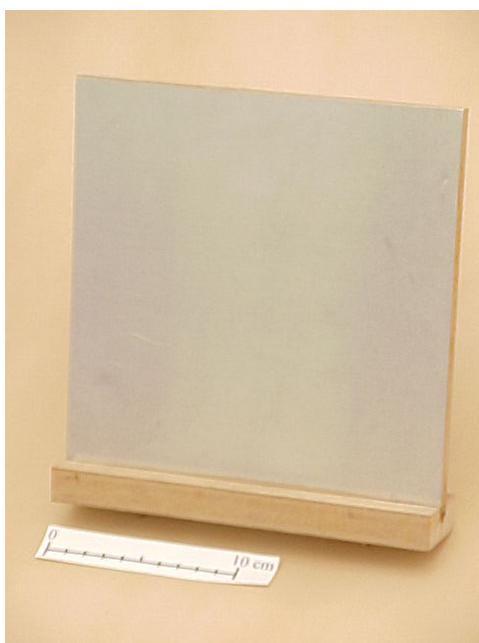


Figura 4.7 – Placa de alumínio de 20 cm x 20 cm utilizada como alvo.

4. 4.2.1 – Placa Plana de Acrílico-Alumínio

Um dos alvos usado para o estudo de refletividade é composto de uma placa plana formada pela justaposição de dois materiais distintos e de mesma espessura. Conforme apresentado na Figura 4.8, a placa de 20 cm x 20 cm é dividida em duas partes. A primeira metade é composta de acrílico e a segunda metade, de alumínio.

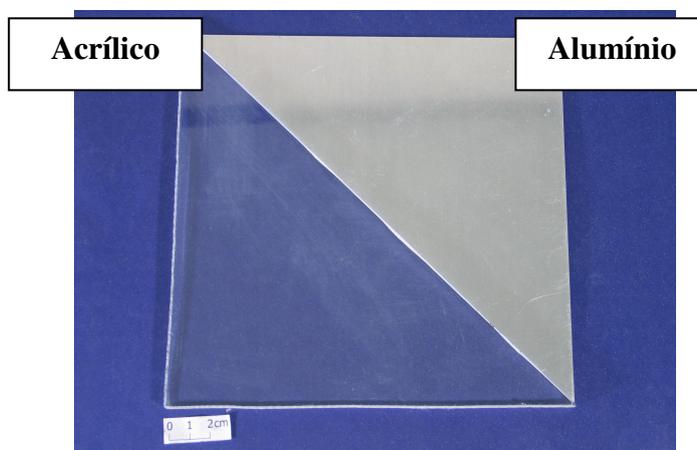


Figura 4.8 – Placa plana de 20 cm x 20 cm: metade acrílico, metade alumínio.

Para a caracterização, a montagem da Figura 4.8 é preparada sobre um suporte de isopor plano, de 1 cm de espessura.

4.4.3 – Disco

Para o estudo da refletividade de uma placa circular, obteve-se um disco de alumínio de 20 cm de diâmetro e de 2 mm de espessura. A Figura 4.9 ilustra este alvo montado em um suporte de madeira.



Figura 4.9 – Disco de alumínio de 20 cm de diâmetro utilizado como alvo.

4.4.4 – Cilindro

O cilindro utilizado para a caracterização está apresentado na Figura 4.10. O alvo é feito em alumínio aeronáutico (AA 2024). É maciço, pesa 6,35 kg e apresenta a superfície polida. O cilindro tem base circular de 10 cm de diâmetro e comprimento de 30 cm. O projeto para a usinagem deste alvo está apresentado no Anexo A.



Figura 4.10 – Cilindro de 30 cm de comprimento e 10 cm de diâmetro.

4.4.5 – Cones

Para o estudo da refletividade desta geometria foram usinados dois cones em alumínio aeronáutico (Figura 4.11). Ambos são cones retos e de base circular com diâmetro de 20 cm. Os ângulos entre o eixo de simetria e a geratriz (γ) são diferentes.

As dimensões dos cones são:

- Cone 1: altura: 27,5 cm
diâmetro: 20 cm
 $\gamma = 20^\circ$
- Cone 2: altura: 13,8 cm
diâmetro: 20 cm
 $\gamma = 36^\circ$.

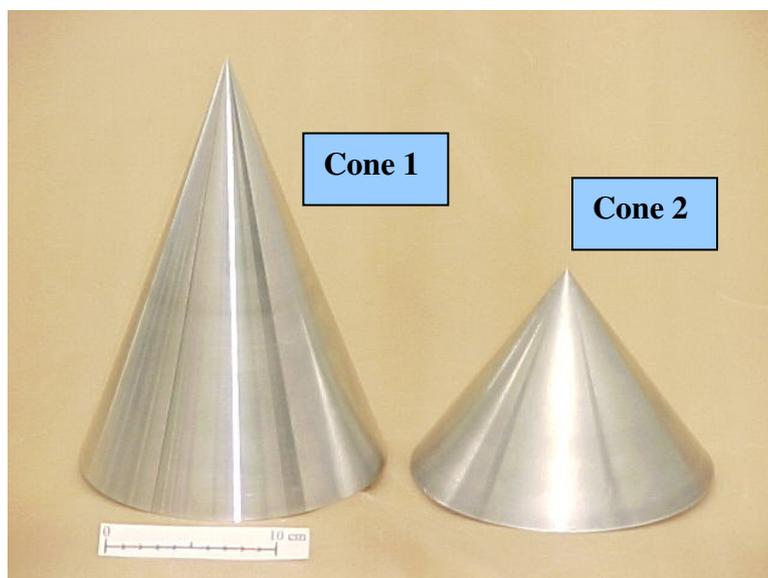


Figura 4.11 – Cones utilizados como alvos.

Os projetos para a usinagem dos cones da Figura 4.11 são apresentados no Anexo A.

4. 4.6 – Refletores de Canto

Para o estudo de refletividade de refletores de canto, foram construídos quatro diedros e um triedro. Os alvos, apresentados nos itens 4. 4.6.1 a 4. 4.6.5, são: diedros de 90°, 50° e 100°, um diedro de faces assimétricas e um triedro quadrado. Vale ressaltar que os ângulos apresentados nestas figuras geométricas foram conferidos com precisão de décimos de grau.

4. 4.6.1 – Diedro de 90°

A Figura 4.12 apresenta o diedro de 90° construído com placas de alumínio.

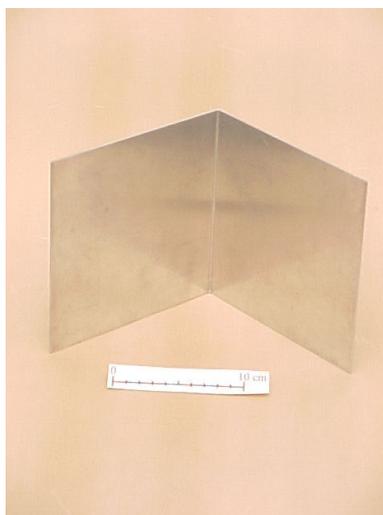


Figura 4.12 – Diedro de 90° utilizado como alvo.

Cada uma das faces do diedro ortogonal tem 17 cm x 17 cm. O ângulo entre as faces é de $90,0^\circ$.

4. 4.6.2 – Diedro de 50°

Este diedro tem faces de dimensões 17 cm x 17 cm e um ângulo entre ambas de $50,0^\circ$. A Figura 4.13 ilustra este alvo.

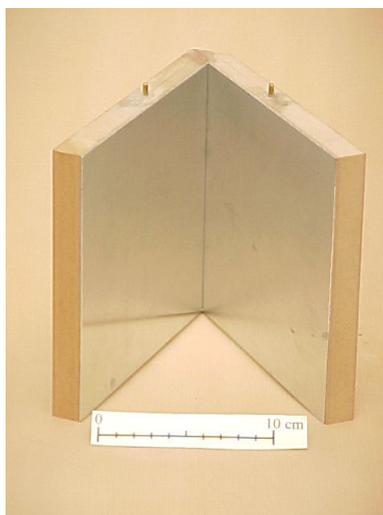


Figura 4.13 – Diedro de 50° usado como alvo.

Para garantir o ângulo de $50,0^\circ$ entre as faces, o diedro foi montado em uma base de madeira.

4. 4.6.3 – Diedro de Faces Desiguais

Neste diedro, uma das faces tem $17\text{ cm} \times 17\text{ cm}$ e a outra tem $20\text{ cm} \times 17\text{ cm}$ conforme apresentado na Figura 4.14. O ângulo entre as faces é de $90,0^\circ$.

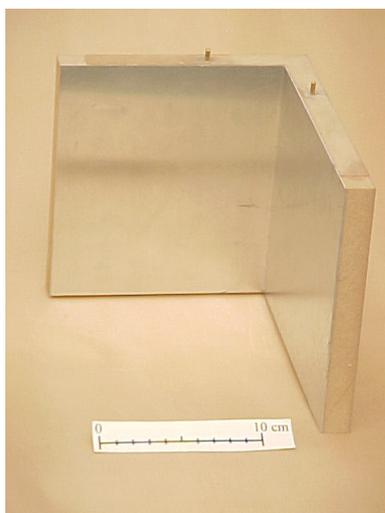


Figura 4.14 – Diedro ortogonal e de faces desiguais utilizado como alvo.

4. 4.6.4 – Diedro de 100°

Este diedro também tem faces de $17\text{ cm} \times 17\text{ cm}$, mas com um ângulo entre as superfícies de $100,0^\circ$, conforme apresenta a Figura 4.15.

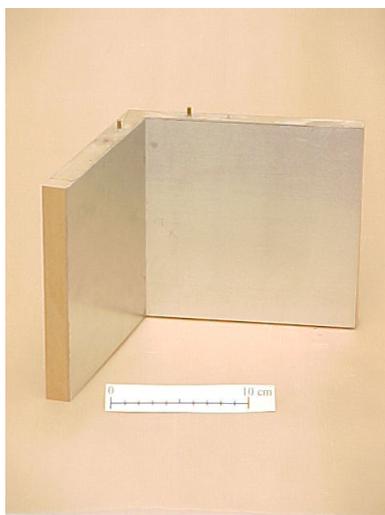


Figura 4.15 – Diedro de 100° utilizado como alvo.

4.4.6.5 – Triedro

A Figura 4.16 apresenta um triedro usado como alvo. É um triedro do tipo quadrado com faces de 12 cm x 12 cm. As faces são ortogonais entre si.



Figura 4.16 – Triedro quadrado utilizado como alvo.

4.5 - Alvos Complexos Utilizados para Medidas de Refletividade e RCS

Para o estudo de refletividade e RCS de alvos complexos, foram construídos dois alvos descritos a seguir. Os detalhes do projeto destes alvos encontra-se no Anexo A.

4.5.1– Cilindro -Cone

A Figura 4.17 apresenta uma geometria complexa como a composição de alvos simples. Nesta geometria, um cone, com as mesmas proporções do cone 2 da Figura 4.11, foi usinado em um cilindro de 30 cm de comprimento e 10 cm de diâmetro. Assim, a altura do alvo complexo é de 30 cm e o ângulo entre o eixo de simetria e a geratriz do cone (γ) é mantido em 36° . Este alvo é maciço e pesa 5,35 kg.

O projeto para a usinagem do alvo da Figura 4.17 está apresentado no Anexo A.

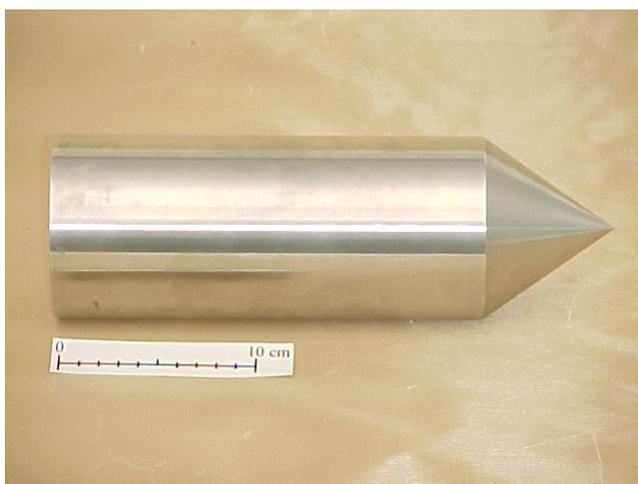


Figura 4.17 – Cilindro-cone utilizado como alvo.

4.5.2 – Modelo de Aeronave

Um outro alvo construído para o estudo de diagramas de refletividade e de RCS é um modelo da aeronave ERJ-145.

A aeronave ERJ-145 é fabricada pela Embraer – Empresa Brasileira de Aeronáutica S.A. As três vistas e as principais dimensões da aeronave ERJ-145 encontram-se nas Figuras 4.18, 4.19 e 4.20.



Figura 4.18 – Vista lateral da aeronave ERJ-145¹⁰¹ (cortesia Embraer).



Figura 4.19 – Vista superior da aeronave ERJ-145¹⁰¹ (cortesia Embraer).



Figura 4.20 – Vista frontal da aeronave ERJ-145 ¹⁰¹ (cortesia Embraer).

Um modelo da aeronave ERJ-145 foi construído em alumínio aeronáutico e usado como alvo. A Figura 4.21 apresenta os desenhos das vistas do modelo deste estudo, desenvolvido em CAD.

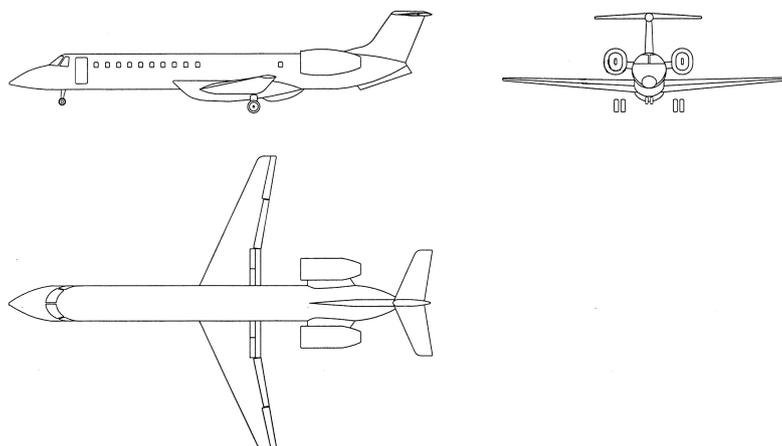


Figura 4.21 – Desenho das três vistas principais do modelo da aeronave ERJ-145.

As partes do modelo foram usinadas e, posteriormente, montadas. A fotografia da vista superior deste modelo é apresentada na Figura 4.22. O alvo complexo possui um comprimento de 0,5 m e uma envergadura de 0,3 m, pesando 1,9 kg.

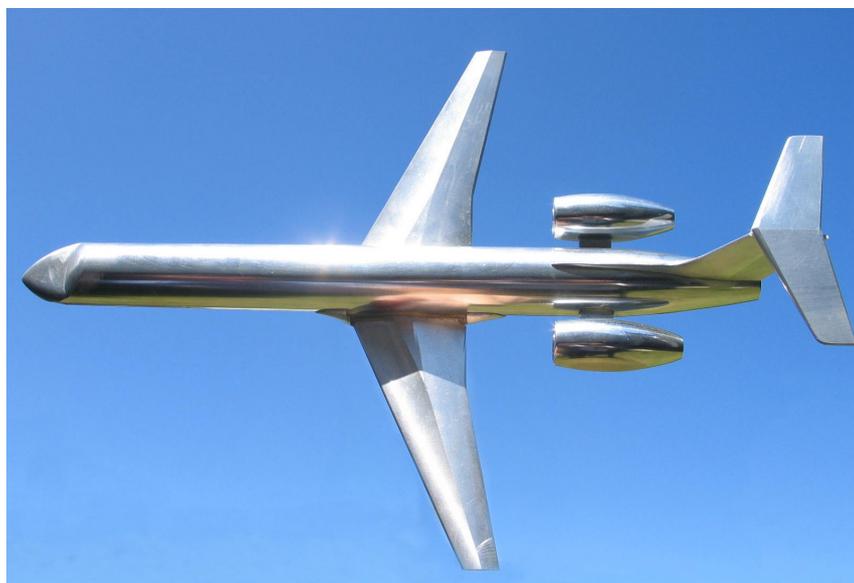


Figura 4.22 – Vista superior do modelo da aeronave ERJ-145 utilizado como alvo.

O modelo está em escala com a aeronave real. O fator de escala S é igual a 60. O Anexo A traz o projeto do modelo da aeronave ERJ-145 construído para esta dissertação.

4.6 –MARE

Para verificar a ação da aplicação de MARE sobre a redução da RCS de alvos, um material absorvedor dielétrico, desenvolvido previamente em trabalho anterior por Lopes¹⁰², foi utilizado nesta dissertação. De maneira sucinta, sabe-se que este absorvedor foi processado pelo uso de uma matriz de borracha à base de estireno-butadieno (SBR) aditivada com diferentes porcentagens de negro de fumo específico a esta aplicação. O MARE em questão é um material multicamadas de 10 mm de espessura, composto de cinco camadas de borracha impregnadas com diferentes porcentagens de negro de fumo. Cada camada tem 2 mm de espessura. Sabe-se que no desenvolvimento deste material, foram realizados trabalhos experimentais com o objetivo de acertar a concentração do centro absorvedor em cada camada, juntamente

com o ajuste da disposição das camadas na obtenção do absorvedor multicamadas, de forma a otimizar a absorção da radiação incidente. A *curva de refletividade* deste MARE é apresentada na Figura 4.23 ¹⁰², que mostra que o maior valor de atenuação da radiação incidente (-19,4 dBm) ocorre na frequência de 8,82 GHz.

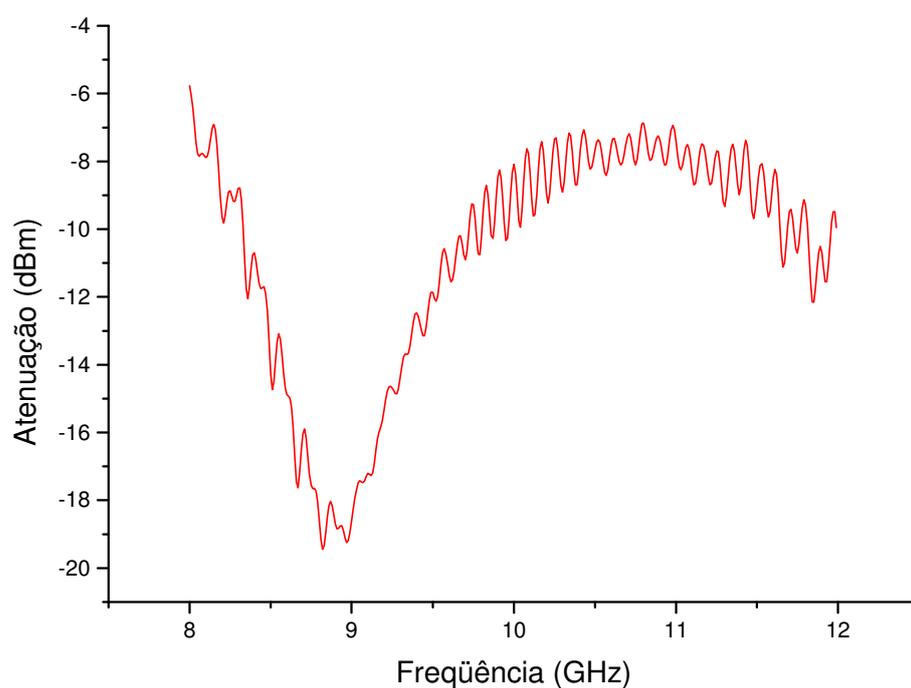


Figura 4.23 – Curva de refletividade do MARE utilizado, na faixa de frequências de 8 GHz a 12 GHz.

O MARE selecionado foi aplicado sobre os seguintes alvos: placa plana, diedro de 90°, diedro de 50°, diedro de 100° e diedro assimétrico. A Figura 4.24 apresenta o MARE de 10 mm de espessura utilizado que recobre o setor interno do diedro assimétrico ou de faces desiguais.



Figura 4.24 – Setor interno do diedro de faces desiguais recoberto com MARE desenvolvido e caracterizado na AMR.

Capítulo 5

Resultados e Discussão

5.1 - Considerações Iniciais

Para se obter experimentalmente os diagramas de refletividade e RCS, foram preparados diversos elementos de formas geométricas diferentes para serem usados como alvos para radar. Como alvos foram construídas as formas geométricas apresentadas no Capítulo 4. Um alvo complexo estudado é o modelo da aeronave ERJ-145 (Figura 4.22) que teve suas partes usinadas e, posteriormente, montadas, constituindo um modelo para a caracterização.

Neste capítulo são apresentadas as assinaturas de sinais de radar obtidas na câmara anecóica. Os diagramas apresentados têm na ordenada os valores de RCS expressos em dBm^2 ou refletividade expressos em dBm. Na abscissa encontra-se o ângulo de aspecto ou o ângulo de observação, medido em graus. Para os alvos usados para calibração são apresentados os diagramas de refletividade com ordenadas expressas em dBm.

A lente de Luneberg é caracterizada na frequência de 9,375 GHz, conforme consta na especificação do fabricante¹⁰⁰. Outro alvo usado para calibração é a placa plana. Esta é caracterizada nas frequências de 8 GHz, 9,375 GHz, 10 GHz e 12 GHz.

A constante de proporcionalidade P da expressão (4.1) é calculada para todos os alvos na frequência de 10 GHz, que é a frequência central da banda X.

Para cada uma das frequências definidas, foram executados cinco conjuntos de medidas de potência refletida em função do ângulo de aspecto. Os diagramas de refletividade são os resultados obtidos da média aritmética dos valores desses cinco conjuntos de medidas.

Para a obtenção dos diagramas de RCS, a partir dos diagramas de refletividade, utiliza-se do processo de calibração, descrito no Capítulo 4.

Para averiguar o quanto o ambiente da câmara é anecóico e não produz reflexões devido às suas paredes e ao suporte, foram feitas medidas de refletividade na ausência de alvo. Apenas foi considerado o suporte recoberto com MARE piramidal, conforme apresentado na Figura 4.1. O teste foi feito para as frequências de 8 GHz, 9,375 GHz, 10 GHz e 12 GHz. Para todas estas frequências da banda X, o gerador emite um sinal de 15 dBm (31,62 mW).

A Figura 5.1 apresenta o sinal do eco produzido pelo ambiente da câmara anecóica, na ausência de alvo e na frequência de 9,375 GHz. Para a obtenção deste diagrama, o suporte faz um movimento de 360° em azimute enquanto o sinal é emitido. Neste caso, o eco fica em torno de -80 dBm (10 pW).

O sinal de eco produzido pela câmara fica, também, em torno de -80 dBm para as frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz.

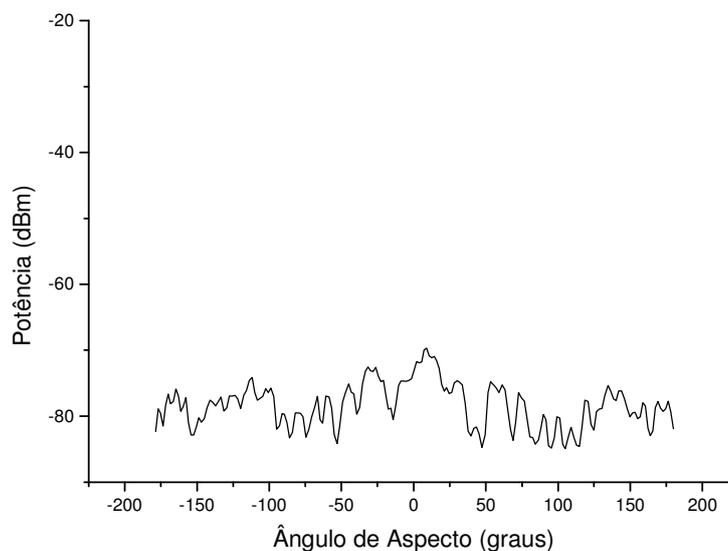


Figura 5.1 – Sinal do eco produzido pela câmara anecóica na ausência de alvo.

5.2 – Diagrama de Refletividade da Lente de Luneberg

O *Laboratório de Caracterização Eletromagnética de Materiais* da AMR/IAE possui a lente de Luneberg tipo D6382 de fabricação francesa. Essa lente, de acordo com o fabricante¹⁰⁰, foi construída para operar em sistema monoestático ou quase-monoestático. Na frequência de 9,375 GHz, a lente possui uma RCS de 45 m².

A Figura 5.2 apresenta o diagrama de refletividade da lente de Luneberg (Figura 4.3) do *Laboratório de Caracterização Eletromagnética de Materiais* da AMR/IAE.

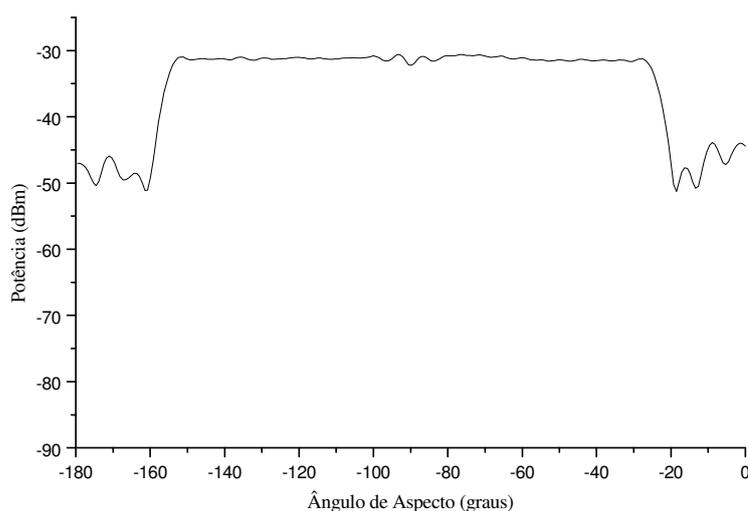


Figura 5.2 – Diagrama de refletividade da lente de Luneberg.

Para a obtenção do diagrama da Figura 5.2, a lente iluminada executa um movimento de rotação de 180° em azimute frente às antenas transmissora e receptora. A potência de saída do gerador de microondas é de 15 dBm e a frequência do sinal é de 9,375 GHz (CW). Considerando o diâmetro da lente (32 cm) e distância das antenas transmissora / receptora (6,5 m) e o alvo, calcula-se a constante P pela expressão (4.1). Assim, a constante P que define a condição de campo distante é igual a 2, na frequência de 9,375 GHz. A ordenada evidencia os valores de potência refletida, em dBm, que é

apresentada na tela do analisador de espectro. A abscissa do gráfico apresenta o ângulo de aspecto do hemisfério da lente onde o sinal refletido é constante.

Para a calibração, considera-se este setor angular do diagrama onde a resposta da lente apresenta um nível de potência constante. Então, associa-se a esse nível de potência o valor da RCS da lente, especificada pelo fabricante. Assim, a potência obtida do analisador de espectro, e usada como referência, é de -30,98 dBm (798 nW).

5.3 – Diagramas de RCS dos Alvos de Geometrias Simples

Para o estudo dos diagramas de refletividade e RCS de alvos simples, os diversos alvos analisados no Capítulo 2 e discutidos no Capítulo 4, foram construídos: esfera, placa plana de 20 cm x 20 cm, disco, cilindro, cones, diedro ortogonal e triedro. Para verificar o resultado da medição da refletividade, fora da condição de campo distante, uma placa metálica de 50 cm x 50 cm, é usada como alvo. Os resultados, obtidos dos alvos citados, são apresentados neste tópico.

5.3.1 – Diagrama de Refletividade e de RCS da Esfera

A esfera em estudo (Figura 4.6) tem um diâmetro de 244,7 mm. Na banda X, esta encontra-se na região óptica e sua RCS teórica é igual a $-13,3 \text{ dBm}^2$ ($0,047 \text{ m}^2$). A constante P na frequência de 10 GHz é igual a 3,2.

A esfera é um alvo particularmente difícil de se obter os diagramas de refletividade e RCS. O espalhamento produzido pela esfera é isotrópico e sua RCS é relativamente baixa em comparação com outros alvos¹⁰³. A Figura 5.3 apresenta o diagrama de refletividade deste alvo na frequência de 9,375 GHz.

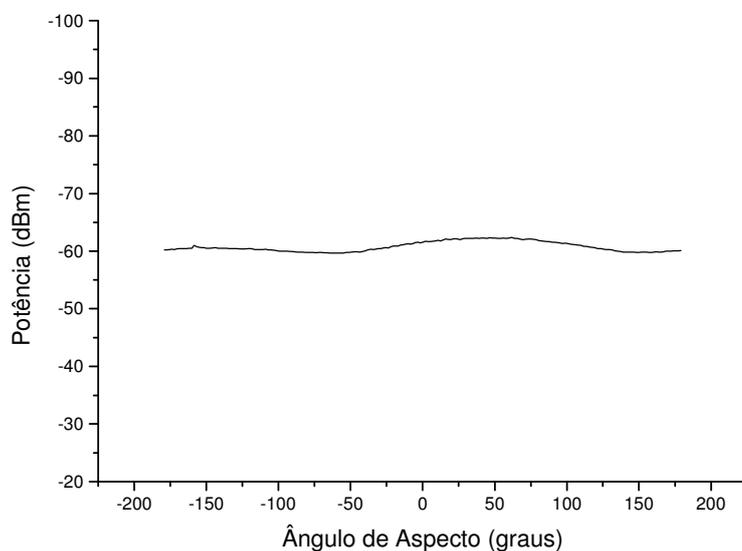


Figura 5.3 – Diagrama de refletividade da esfera na frequência de 9,375 GHz.

Observa-se que há uma variação no sinal de refletividade da esfera. O menor valor é de -62,35 dBm e o maior valor é de -59,74 dBm. No entanto, o gráfico apresenta os valores da ordenada variando em torno de -61 dBm, que corresponde a 30 dBm abaixo da resposta da lente de Luneberg. Este resultado é coerente e tem respaldo na equação (4.2)¹.

A Figura 5.4 apresenta o diagrama de RCS da esfera na frequência de 9,375 GHz. Como alvo de referência usa-se a lente de Luneberg e, para a obtenção dos valores em dBm², utilizam as expressões (4.2) e (2.12).

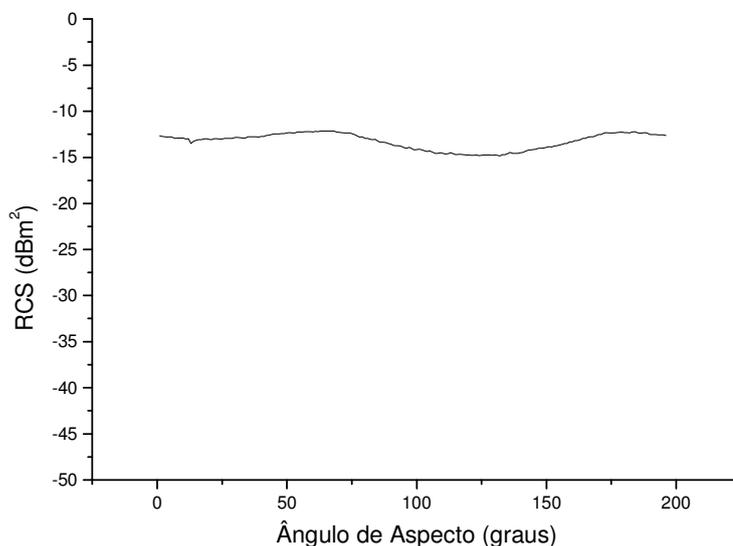


Figura 5.4 – Diagrama de RCS da esfera na frequência de 9,375 GHz.

Este resultado, apesar da variação com o ângulo de aspecto, aproxima-se do valor teórico que é de $-13,3 \text{ dBm}^2$. O maior valor é de $-12,2 \text{ dBm}^2$ e o menor valor é de $-14,8 \text{ dBm}^2$.

Assim, apesar da esfera ser usinada com precisão, estar na região óptica ($a/\lambda = 3,8$)^{1,2,104} e satisfazer à condição de campo distante ($P = 3,5$)^{1,2,103}, na frequência de 9,375 GHz, o resultado experimental apresenta discordância do resultado teórico. A diferença entre o valor teórico ($-13,3 \text{ dBm}^2$) e o menor valor ($-14,8 \text{ dBm}^2$) é de $1,5 \text{ dBm}^2$.

Para se ter resultados mais exatos, é necessário o uso de alvos para calibração que possuam maior RCS e que sejam retrodiretivos. Para isto, é feito o estudo de refletividade da placa plana de 20 cm x 20 cm.

5. 3.2 – Diagramas de Refletividade e de RCS da Placa Plana

5. 3.2.1 – Diagramas de Refletividade e de RCS da Placa Plana de 20 cm x 20 cm

A Figura 4.7 apresenta a placa plana usada como alvo. Esta é quadrada com 20 cm de aresta e feita de alumínio. Conforme a Figura 4.7, a placa metálica é colada em um suporte de madeira para garantir sua planeza e perpendicularidade em relação ao plano horizontal.

As predições de RCS da placa da Figura 4.7, pela expressão (2.13) nas frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz, em função do ângulo de aspecto, são apresentadas nas Figuras 5.5, 5.6 e 5.7, respectivamente. As estimativas são feitas com o MATLAB, cujo programa encontra-se no Apêndice B (Programa 2).

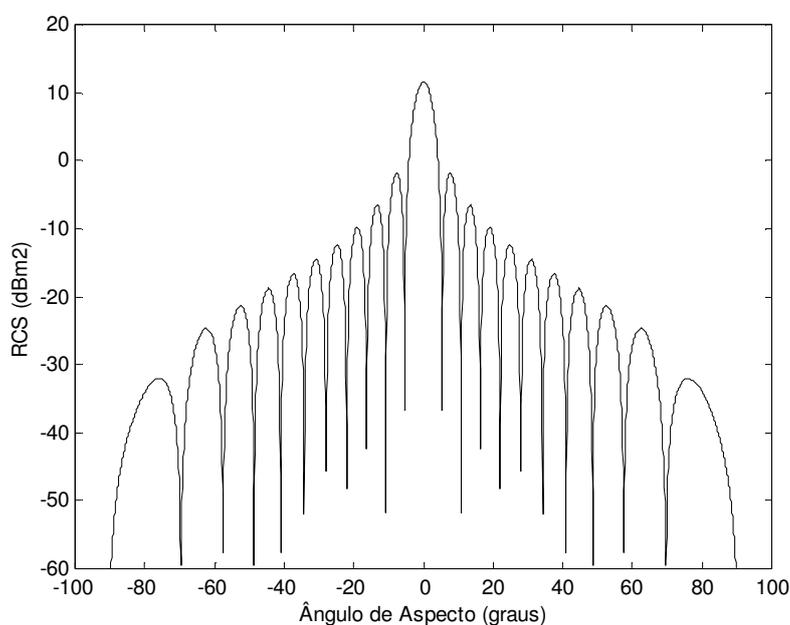


Figura 5.5 – Predição de RCS da placa de 20 cm x 20 cm em 8 GHz.

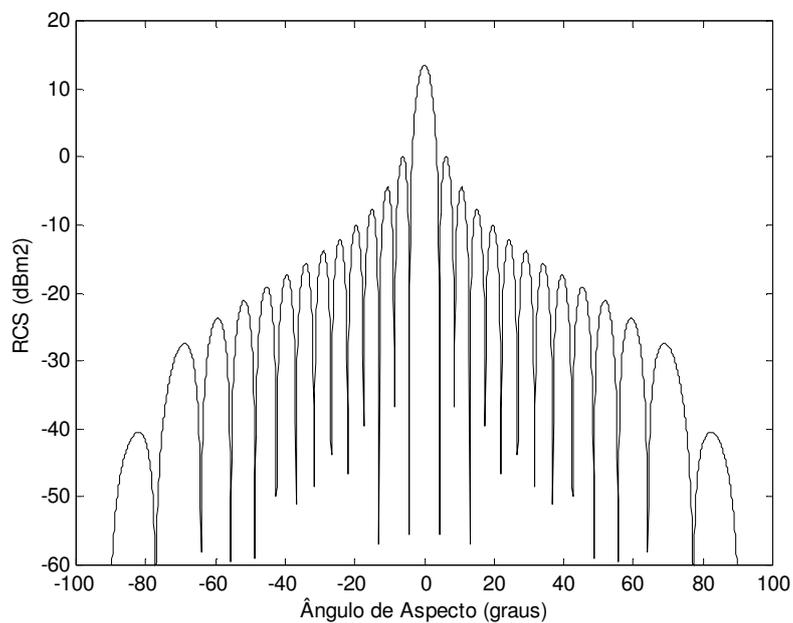


Figura 5.6 – Predição de RCS da placa de 20 cm x 20 cm em 10 GHz.

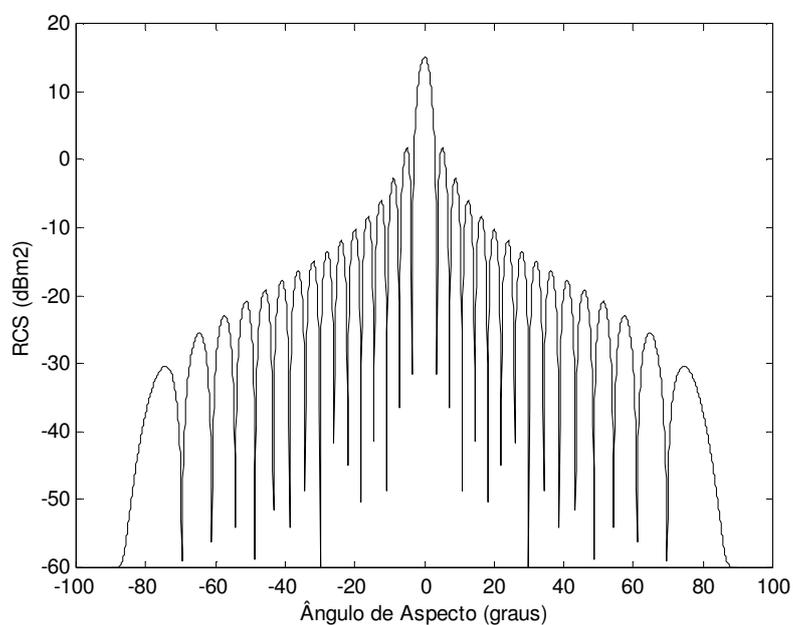


Figura 5.7 – Predição de RCS da placa de 20 cm x 20 cm em 12 GHz.

Nota-se que, à medida que a frequência aumenta, aumenta-se o valor máximo da RCS bem como aumenta-se o número de lóbulos laterais ao lóbulo principal. O aumento da frequência faz aumentar a razão entre a aresta do alvo e o comprimento de onda. Isto

conduz, conforme a simulação em frequências da banda X, a um maior número de lóbulos secundários, mantendo-se, no entanto, inalterado o formato do diagrama.

Experimentalmente, os diagramas de refletividade foram obtidos com a placa movimentando-se frontalmente ao sistema transmissor / receptor em 180°.

A Figura 5.8 apresenta o diagrama de refletividade da placa plana da Figura 4.7, obtido na câmara anecóica, na frequência de 9,375 GHz. A constante P que indica a condição de campo distante é igual a 4,9 na frequência de 10 GHz.

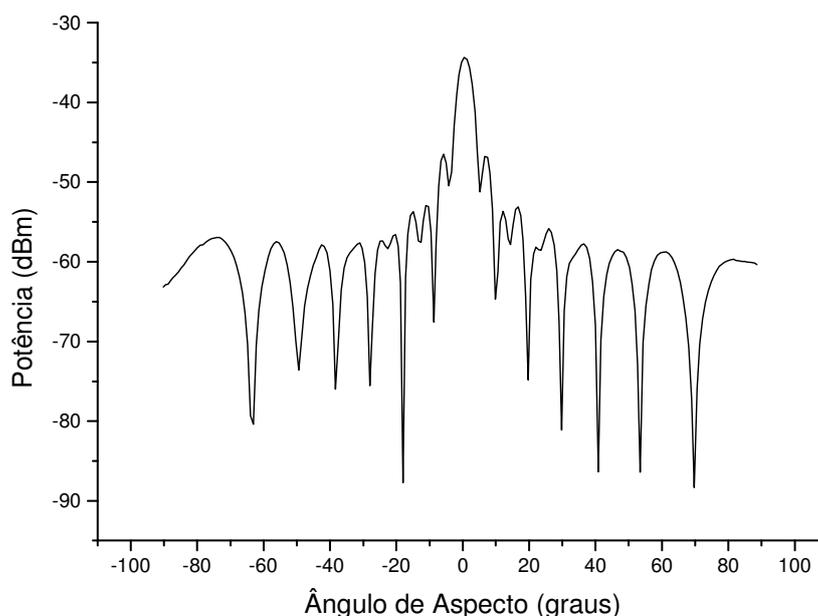


Figura 5.8 – Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm em 9,375 GHz.

Observa-se que a reflexão é máxima para incidência perpendicular (ângulo de aspecto igual a 0°). Lóbulos laterais são criados, à medida que a placa se movimenta frente ao sinal emitido na polarização vertical. Neste caso, o valor de máxima reflexão é de -34,65 dBm.

Considerando-se a lente de Luneberg como alvo de calibração e as equações (4.2) e (2.12), obtém-se, na Figura 5.9, o diagrama de RCS da placa da Figura 4.7 na frequência de 9,375 GHz.

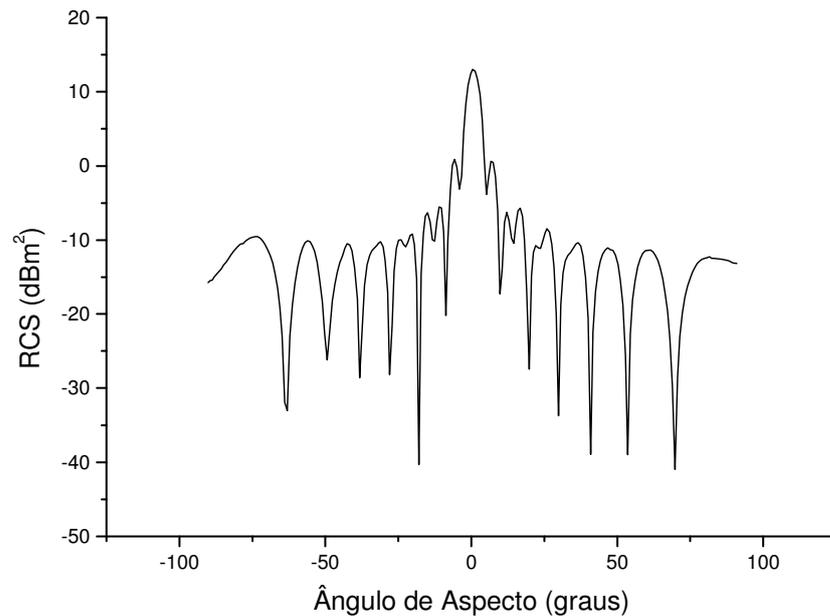


Figura 5.9 – Diagrama de RCS da placa de 20 cm x 20 cm em 9,375 GHz.

A Tabela 5.1 mostra o valor em dBm para ângulo de aspecto igual a 0° (P_A), onde ocorre a máxima reflexão, na frequência da lente de Luneberg (9,375 GHz). A Tabela 5.1 apresenta, também, o resultado teórico da RCS máxima em dBm^2 com a equação (2.13) e o resultado experimental encontrado. A diferença é obtida subtraindo a RCS experimental ($\sigma_{\text{máx. experimental}}$) da RCS teórica ($\sigma_{\text{máx. teórica}}$). O módulo da diferença em dBm^2 é apresentado na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – RCS máxima teórica e experimental da placa de 20 cm x 20 cm na frequência de 9,375 GHz.

Frequência (GHz)	P_A (dBm)	$\sigma_{\text{máx. teórica}}$ (dBm^2)	$\sigma_{\text{máx. experimental}}$ (dBm^2)	Diferença (dBm^2)
9,375	-34,65	12,93	12,86	0,07

Com a placa, os resultados foram mais satisfatórios que os resultados apresentados pela esfera. Isto pode ser verificado pela diferença da RCS máxima entre os valores teóricos e experimentais obtidos. Para a esfera a diferença máxima é de $1,5 \text{ dBm}^2$ e para placa é de $0,07 \text{ dBm}^2$.

Desprezando os efeitos de borda, a RCS é estimada pela expressão (2.13). A RCS máxima é dependente apenas da área da placa e da frequência. Johnson et al.¹⁰⁵ comparam o resultado teórico, obtido pela expressão (2.13) com o resultado experimental da RCS máxima de uma placa quadrada de 25,3 cm de aresta na frequência de 10 GHz. Nos resultados apresentados, a RCS teórica máxima é de $17,4 \text{ dBm}^2$ e o valor encontrado na medição é de 16 dBm^2 . Segundo os autores¹⁰⁵, para os alvos de dimensões como a placa de 25,3 cm x 25,3 cm em 10 GHz, os valores medidos de RCS máxima normalmente desviam-se em até $\pm 1 \text{ dBm}^2$ do valor teórico.

Assim, para obtenção dos diagramas de RCS dos alvos seguintes, nas condições da câmara anecóica, em frequências da banda X, considera-se a placa plana como elemento de calibração.

As Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 apresentam os diagramas de refletividade para a placa da Figura 4.7, nas frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz, respectivamente.

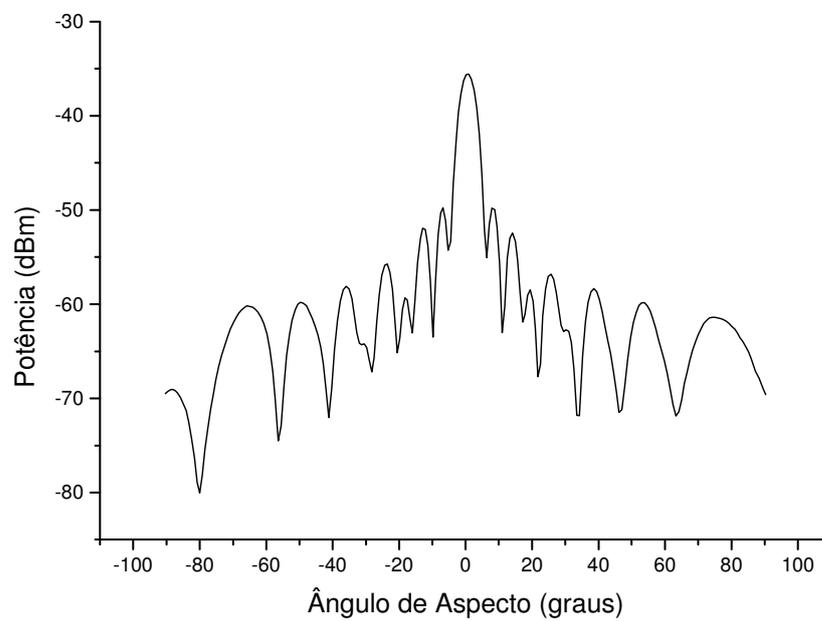


Figura 5.10 – Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm em 8 GHz.

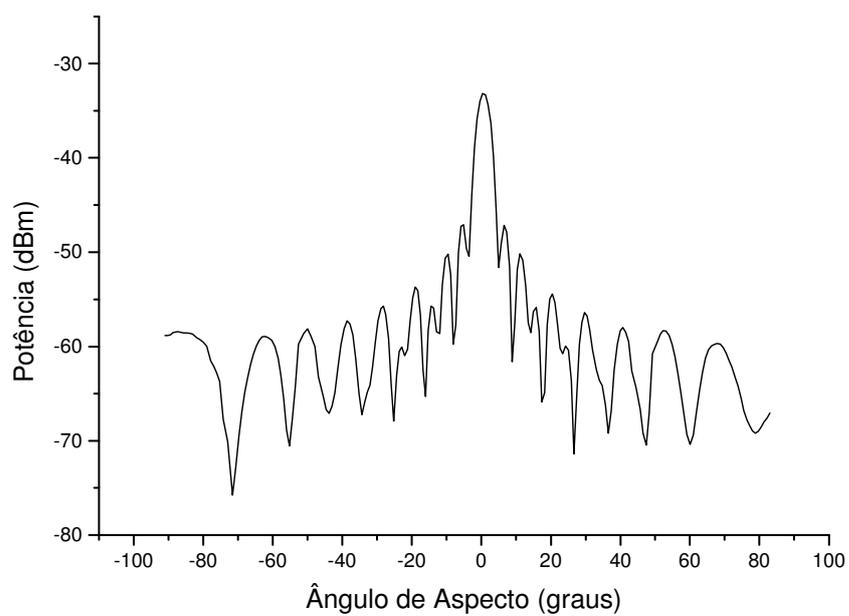


Figura 5.11 – Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm em 10 GHz.

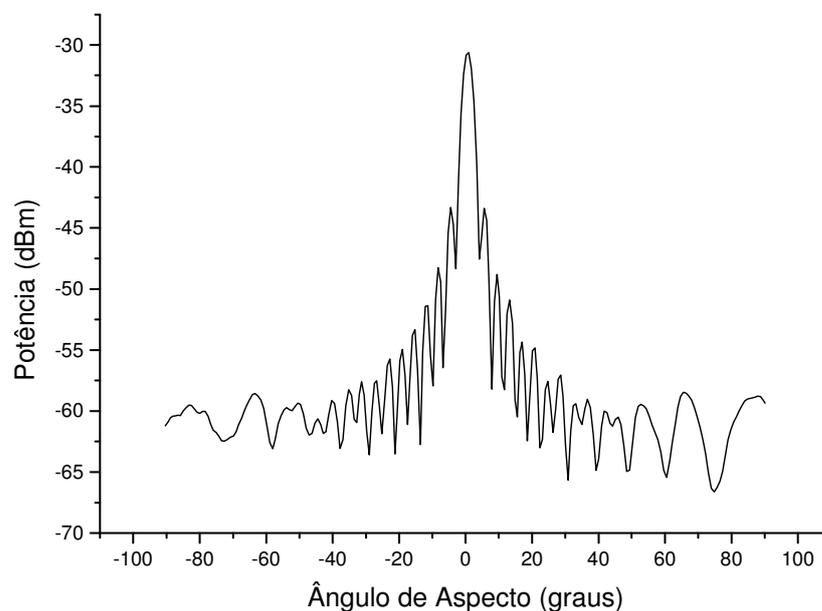


Figura 5.12 – Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm em 12 GHz.

Assim, independente da frequência, a placa, tal como um espelho, produz maior reflexão quando se apresenta perpendicular ao feixe do sinal incidente. À medida que a placa se movimenta frente às antenas transmissora e receptora, são gerados lóbulos secundários com a redução de amplitudes. Os resultados encontrados são coerentes com os diagramas experimentais apresentados por Currie¹, Knott², Johnson et al.¹⁰⁵.

Observa-se, nas simulações, que à medida que se aumenta a frequência, o número de lóbulos secundários aumenta. Os resultados experimentais atestam essa afirmação. Nos resultados experimentais, no entanto, os lóbulos gerados não possuem uma formação perfeita como mostrado nos diagramas simulados. O valor obtido experimentalmente para a incidência perpendicular ($\theta = 0^\circ$) é concordante com a predição da RCS com *PO*. Por outro lado, apresenta resultados discrepantes entre o teórico e o experimental na formação dos lóbulos secundários. Isto se deve principalmente porque a técnica da *PO* utilizada para analisar placas finitas despreza os

efeitos de borda. Os efeitos de borda são considerados por meio das técnicas *GTD* e Método dos Momentos³².

Assim, a placa plana sendo retrodiretiva, apresenta resultado experimental em concordância com o resultado teórico previsto na incidência perpendicular. Portanto, a placa plana, neste estudo, torna-se mais adequada como alvo de calibração que a esfera.

A Tabela 5.2 apresenta a máxima potência de reflexão da placa da Figura 4.7 para as frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz. Estes valores são usados para a obtenção dos diagramas de RCS dos outros alvos em estudo.

Tabela 5.2 – Níveis da máxima potência de reflexão e RCS teórica da placa plana de 20 cm x 20 cm nas frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz.

Frequência (GHz)	P_A (dBm)	$\sigma_{teórica}$ (dBm ²)
8	-35,63	11,55
10	-33,32	13,49
12	-30,85	15,07

5. 3.2.2 – Diagrama de Refletividade da Placa Plana de 50 cm x 50 cm

A Figura 5.13 apresenta o diagrama de refletividade na frequência de 12 GHz de uma placa plana e quadrada de aresta 50 cm, colocada na mesma posição que a placa de dimensões de 20 cm x 20 cm. A constante P é igual a 0,8 na frequência de 10 GHz. Este alvo não se encontra na condição de campo distante. Para a condição de campo distante, a frequência de 12 GHz é a mais crítica da banda X. Neste caso, a constante P é igual a 0,65.

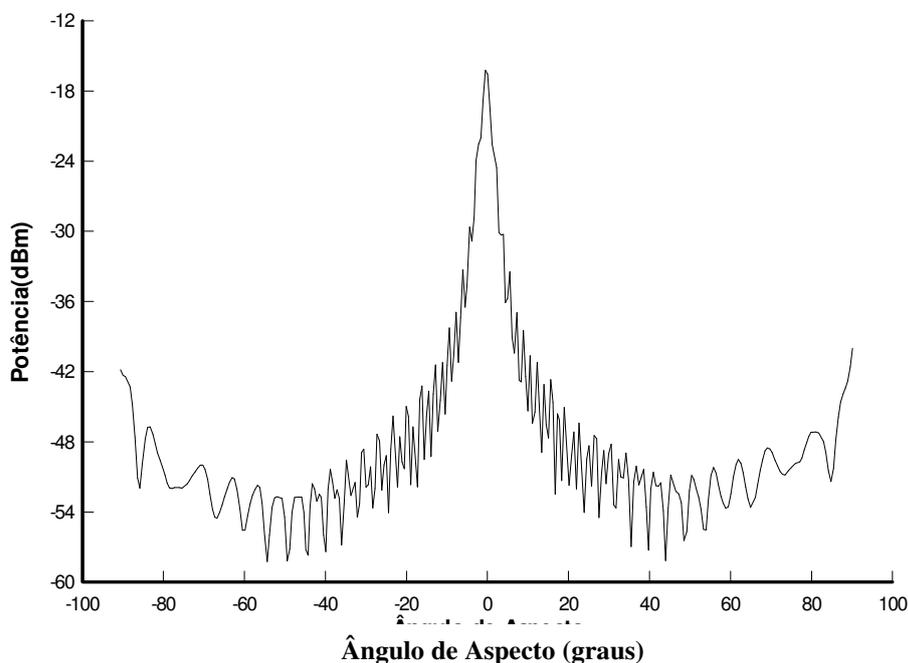


Figura 5.13 – Diagrama de refletividade de uma placa plana de 50 cm x 50 cm na frequência de 12 GHz.

Observa-se que os lóbulos secundários são menos definidos que os lóbulos secundários da placa 20 cm x 20 cm nas mesmas condições de medida. No entanto, para $P = 0,65$, não há grande redução de amplitude do sinal para incidência perpendicular. A Tabela 5.3 apresenta os valores das potências refletidas teórica e experimental para a placa de 50 cm x 50 cm na frequência de 12 GHz. Há uma diferença de 1,08 dBm entre as potências fornecidas pela Tabela 5.3. A Figura H.1, do Apêndice H, mostra a coerência dos resultados obtidos.

Tabela 5.3 – Refletividade teórica e experimental da placa de 50 cm x 50 cm na frequência de 12 GHz: incidência perpendicular.

Frequência (GHz)	$P_{\text{teórica}}$ (dBm)	$P_{\text{experimental}}$ (dBm)
12	-14,94	-16,02

A potência teórica da Tabela 5.3 é obtida com o auxílio da equação (4.2).

5.3.3 – Diagramas de RCS do Disco

A placa circular de alumínio usada como alvo (Figura 4.9), possui 10 cm de raio e uma RCS teórica máxima de 11,39 dBm², na frequência de 10 GHz.

A predição da RCS da placa circular pode ser feita pela equação (2.14). O resultado da simulação da RCS do disco da Figura 4.9, na frequência de 10 GHz, é apresentado na Figura 2.14. O programa para a simulação é desenvolvido em MATLAB e detalhado no Apêndice D.

Os diagramas de RCS do disco, obtidos na câmara anecóica, são apresentados nas Figuras 5.14, 5.15 e 5.16, para frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz, respectivamente. O disco gira frente ao sistema transmissor / receptor em ângulos de aspecto que variam de -90° a 90°. A constante P na frequência de 10 GHz é de 4,9.

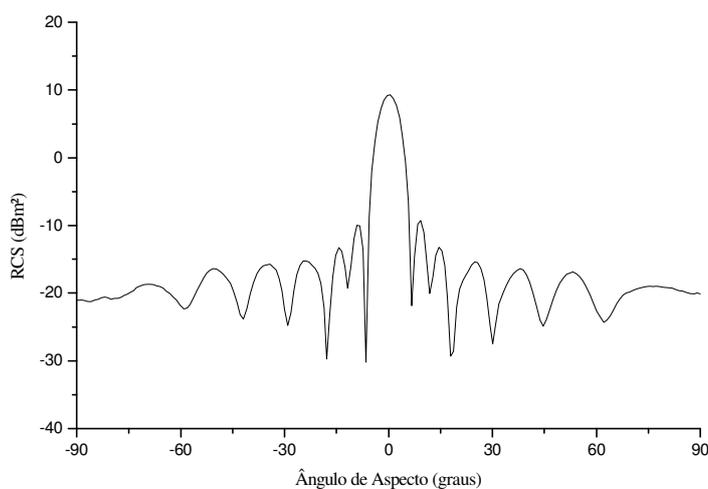


Figura 5.14 – Diagrama de RCS do disco de 10 cm de raio em 8 GHz.

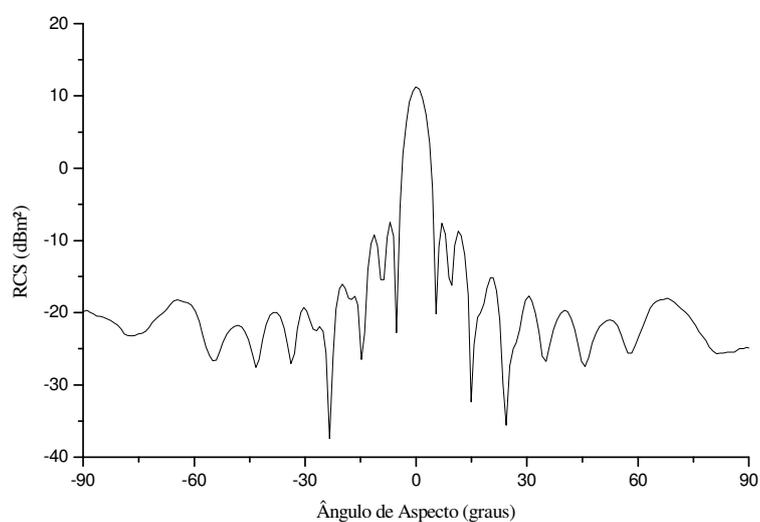


Figura 5.15 – Diagrama de RCS do disco de 10 cm de raio em 10 GHz.

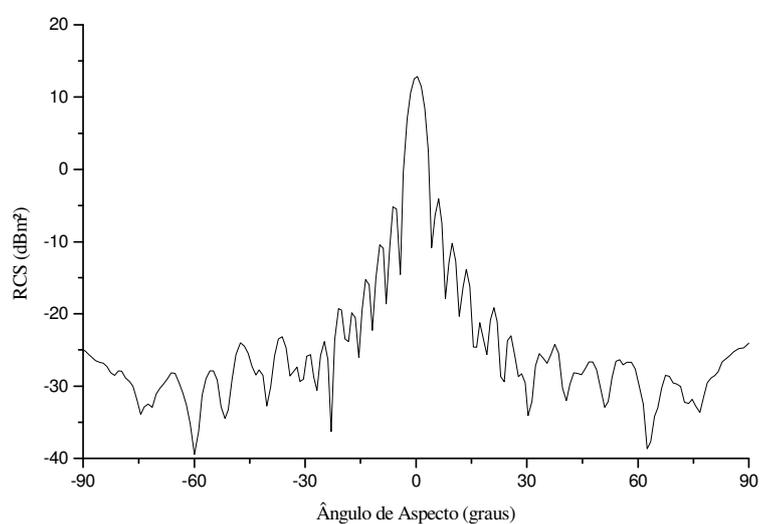


Figura 5.16 – Diagrama de RCS do disco de 10 cm de raio em 12 GHz.

Nota-se que a refletividade é máxima quando o disco está perpendicular ao sinal incidente. Próximo a este ângulo de aspecto (0°), é gerado um lóbulo principal. À medida que o disco se movimenta, são gerados lóbulos laterais com a redução de

amplitudes. Novamente, na simulação, os efeitos de borda não são considerados, levando a discrepâncias entre o resultado experimental e o teórico.

No entanto, os resultados experimentais encontrados evidenciam que a assinatura eletromagnética do disco é semelhante ao resultado apresentado pelos autores Bhattacharyya e Sengupta³⁴.

A Tabela 5.4 apresenta os resultados teórico e experimental para a frequência de 10 GHz e incidência perpendicular, onde a RCS é máxima.

Tabela 5.4 – Resultados teórico e experimental para a RCS do disco de 10 cm de raio na frequência de 10 GHz.

Frequência (GHz)	$\sigma_{\text{máx. teórica}} \text{ (dBm}^2\text{)}$	$\sigma_{\text{máx. experimental}} \text{ (dBm}^2\text{)}$	Diferença (dBm ²)
10	11,39	11,25	0,14

5.3.4 – Diagramas de RCS do Cilindro

O cilindro usado como alvo é apresentado na Figura 4.10. O cilindro maciço tem base circular de 10 cm de diâmetro e comprimento de 30 cm.

A simulação da RCS do cilindro da Figura 4.10, pelas expressões (2.14) e (2.17), é apresentada na Figura 5.17.

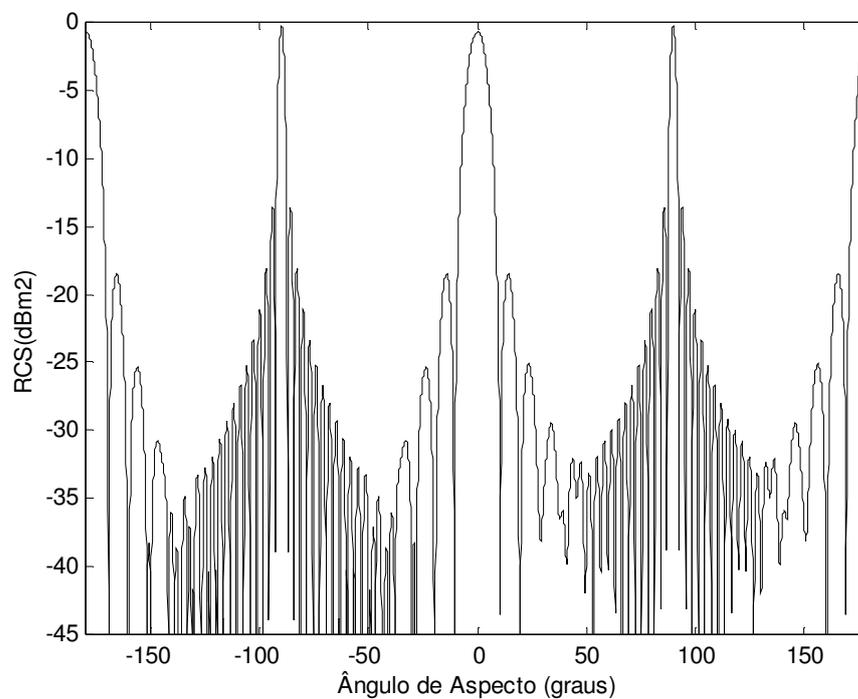


Figura 5.17 – Predição de RCS do cilindro maciço de 30 cm de comprimento e 10 cm de diâmetro em 10 GHz.

Os diagramas de RCS do cilindro da Figura 4.10, obtidos a partir dos diagramas de refletividade, são apresentados nas Figuras 5.18, 5.19 e 5.20.

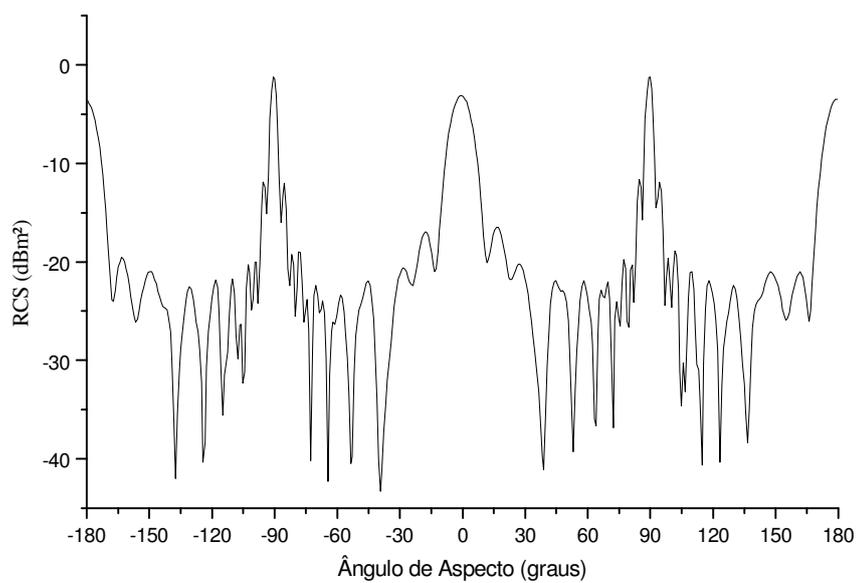


Figura 5.18 – Diagrama de RCS do cilindro em 8 GHz.

Para as medidas, o cilindro executa uma rotação em 360° com 0° em elevação. A constante P é igual a 2,2, ou seja, o alvo está em condição de campo distante.

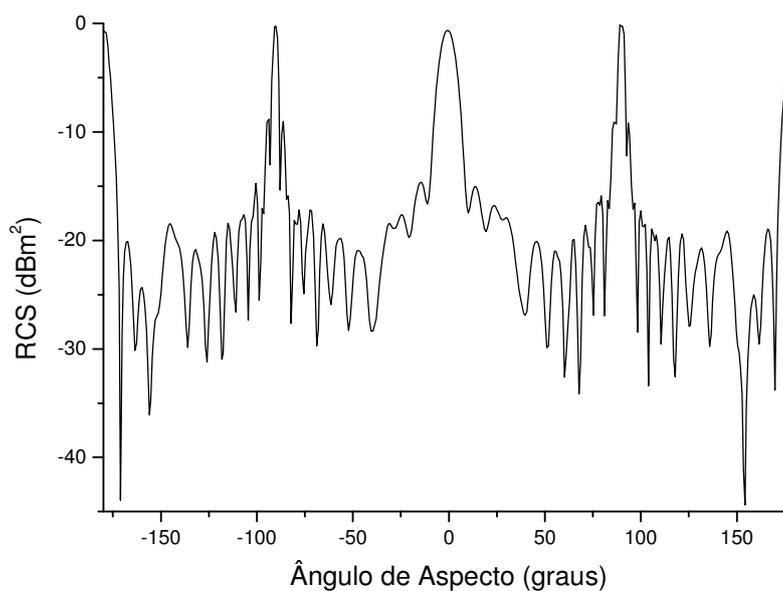


Figura 5.19 – Diagrama de RCS do cilindro em 10 GHz.

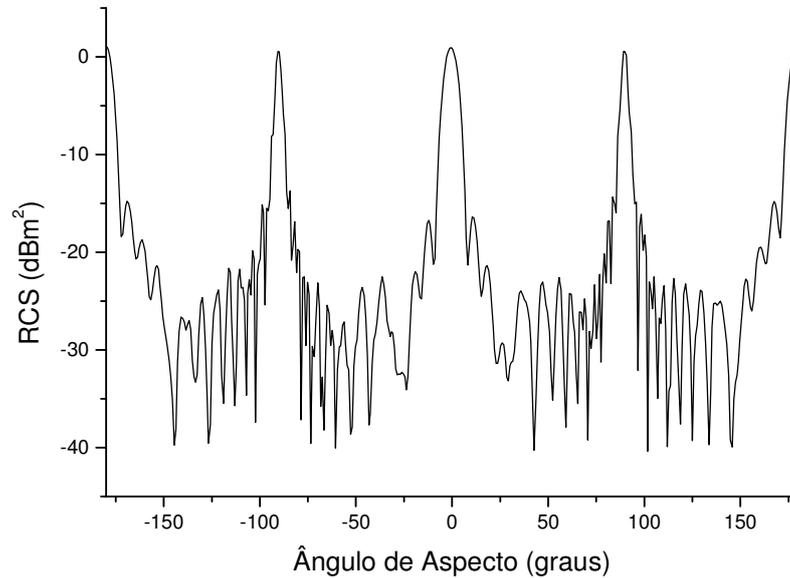


Figura 5.20 – Diagrama de RCS do cilindro em 12 GHz.

Observa-se a assinatura do disco junto aos ângulos de -180° , 0° e 180° e a assinatura da lateral do cilindro em torno dos ângulos de -90° e 90° . Os mesmos níveis de potência nos picos máximos atestam o nivelamento do alvo. Observa-se, também, a simetria do diagrama em relação ao ângulo de aspecto de 0° e o maior número de lóbulos da lateral do cilindro em relação ao disco.

As assinaturas de sinais de radar encontradas para o cilindro concordam com a simulação (Figura 5.17) e com as assinaturas encontradas por Currie¹, Knott² e Crispin⁴¹.

O estudo de RCS de cilindros de formato retangular e hexagonal, por meio de *PO* e *GTD*, é estudado por Ming *et al*¹⁰⁶.

A Tabela 5.5 apresenta os resultados teóricos e experimentais para a RCS, considerando os pontos de maior reflexão ($\pm 180^\circ$, 0° e $\pm 90^\circ$), na frequência central da banda X (10 GHz).

Tabela 5.5 – Resultados teóricos e experimentais para a RCS do cilindro de 30 cm de comprimento e de 10 cm de diâmetro na frequência de 10 GHz.

Ângulo de Aspecto (°)	$\sigma_{\text{máx. teórica}}$ (dBm ²)	$\sigma_{\text{máx. experimental}}$ (dBm ²)	Diferença (dBm ²)
0	-0,65	-0,77	0,12
± 90	-0,26	-0,37	0,11
± 180	-0,65	-0,77	0,12

Os resultados teóricos para RCS máxima foram obtidos pelas equações (2.15) e (2.18). Observa-se que, quando o cilindro é iluminado na lateral, é formado maior número de lóbulos. Isto se deve ao fato de se ter maior relação entre o comprimento do alvo e o comprimento de onda. Os resultados experimentais confirmam a predição apresentada na Figura 5.17.

A RCS de uma aeronave ou de um míssil é máxima quando a geometria cilíndrica é iluminada no ângulo de aspecto de 0°. Neste caso, a RCS máxima é proporcional ao quadrado do comprimento (equação (2.15)).

5. 3.5 – Diagramas de RCS dos Cones

Para estudo da refletividade e RCS desta geometria foram usinados dois cones em alumínio aeronáutico (Figura 4.11). Ambos são cones retos e de base circular com diâmetro de 20 cm. Os ângulos entre o eixo de simetria e a geratriz (γ) são diferentes.

As dimensões dos alvos são:

- Cone 1: altura: 27,5 cm

diâmetro: 20 cm

$\gamma = 20^\circ$ e:

- Cone 2: altura: 13,8 cm

diâmetro: 20 cm

$$\gamma = 36^\circ .$$

A constante P para o cone 1 é de 2,6 e, para o cone 2, P é igual a 4,9. Assim, os alvos estão na condição de campo distante.

Os diagramas de RCS dos cones 1 e 2 na frequência de 8 GHz são apresentados nas Figuras 5.21 e 5.22. Para obter as medidas de refletividade, os cones movimentam-se em 360° em azimute, com o eixo de simetria paralelo ao plano horizontal.

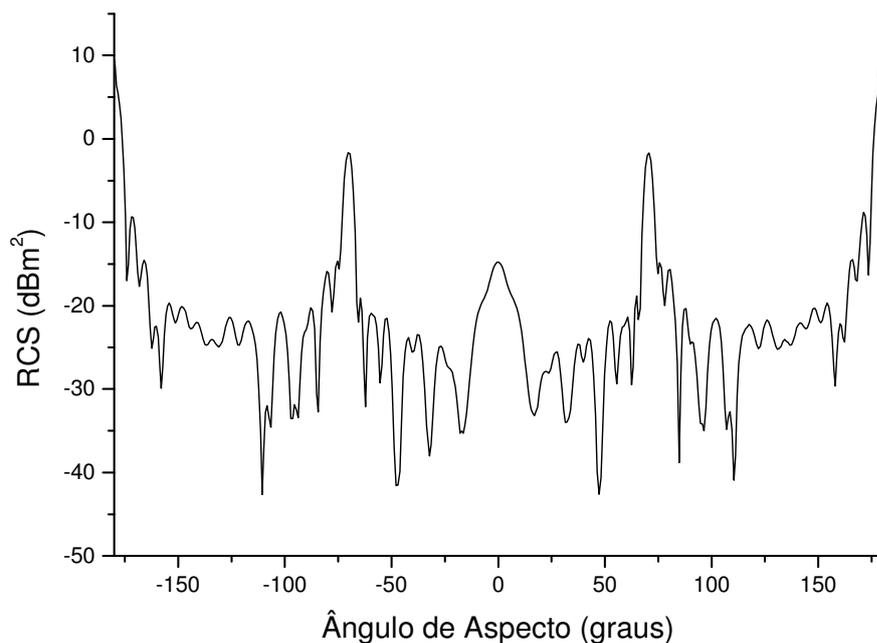


Figura 5.21 – Diagrama de RCS do cone 1 em 8 GHz.

Os gráficos apresentam simetria em relação ao ângulo de aspecto de 0°. A simetria caracteriza o nivelamento do alvo. Os ângulos onde ocorrem os maiores níveis de potência ou de RCS são aqueles estimados pela literatura: 70° e 180°. Para os simétricos, têm-se: -70° e -180°⁴.

A Tabela 5.6 apresenta os valores de RCS do cone 1 para os ângulos de maior reflexão na frequência de 8 GHz. Os valores teóricos são calculados pelas expressões (2.19), (2.20) e (2.21).

Tabela 5.6 – Resultados teóricos e experimentais para a RCS do cone 1 em 8 GHz.

Ângulo de Aspecto (°)	$\sigma_{\text{máx. teórica}}$ (dBm ²)	$\sigma_{\text{máx. experimental}}$ (dBm ²)	Diferença (dBm ²)
0	-14,78	-14,65	0,13
± 70	-1,69	-1,55	0,14
± 180	9,45	9,32	0,13

Observa-se que a diferença é mais significativa para o ângulo de aspecto de $\pm 70^\circ$, quando o cone é iluminado na lateral. Para ângulo de aspecto de 0° , ocorre difração na extremidade do cone conforme é apresentado na Figura 3.2. Através desse mecanismo de espalhamento, a RCS eleva-se em torno de 0° .

Uma consideração relevante é que o cone 1 está em escala com o cone da Figura 2.19, cujos diagramas de RCS estão na Figura 2.20⁴. O fator de escala S é igual a 8,6.

Assim, pela teoria da modelagem eletromagnética^{1,2,4,37}, apresentada no item 2.7, e considerando a frequência de 8 GHz, o cone da Figura 2.19 possui uma RCS de 17 dBm² em $\pm 70^\circ$, na frequência de 930 MHz.

No diagrama do cone 2 (Figura 5.22) observa-se que os ângulos de maior reflexão são os ângulos de: 0° , 54° ($90^\circ - \gamma$) e 180° . Para os simétricos têm-se: -54° e -180° .

A Tabela 5.7 apresenta os valores de RCS na frequência de 8 GHz do cone 2 para os ângulo de aspecto de maior reflexão. Novamente, os valores teóricos são calculados pelas expressões (2.19), (2.20) e (2.21).

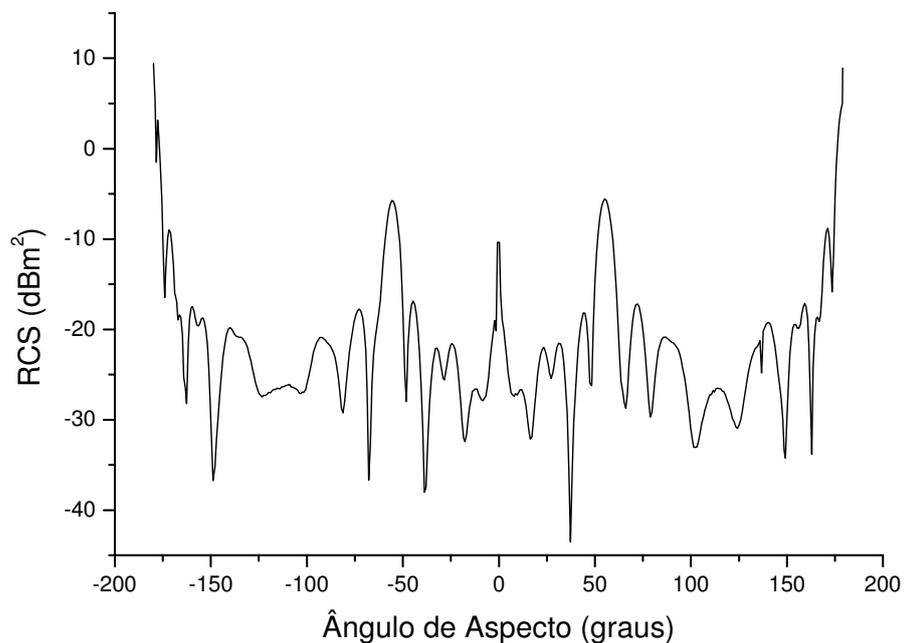


Figura 5.22 – Diagrama de RCS do cone 2 em 8 GHz.

Tabela 5.7 – Resultados teóricos e experimentais para a RCS do cone 2 em 8 GHz.

Ângulo de Aspecto (°)	$\sigma_{\text{máx. teórica}} \text{ (dBm}^2\text{)}$	$\sigma_{\text{máx. experimental}} \text{ (dBm}^2\text{)}$	Diferença (dBm ²)
0	-10,21	-10,35	0,14
±54	-7,13	-6,95	0,18
±180	9,45	9,31	0,14

Observa-se o efeito da difração na extremidade do cone 2 que faz elevar a RCS em 0°. Conforme ilustra o Apêndice G, são evitadas formas cônicas e cilíndricas em aeronaves furtivas.

5.3.6 – Diagramas de RCS do Diedro de 90°

Para o estudo de refletores de canto foram montados um diedro ortogonal e um triedro. Todos esses refletores estão em condição de campo distante, pois P é maior que 4 em 10 GHz.

Conforme a Figura 4.12, o diedro de 90° possui duas faces iguais com dimensões de 17 cm x 17 cm.

Usando a teoria desenvolvida por Knott⁵⁰ e analisada no Capítulo 2, estimam-se os valores de RCS do diedro da Figura 4.12 na frequência de 10 GHz em função do ângulo de aspecto. A partir da expressão (2.27) tem-se o diagrama da Figura 5.23.

O programa para a predição, em MATLAB, encontra-se no Apêndice F.

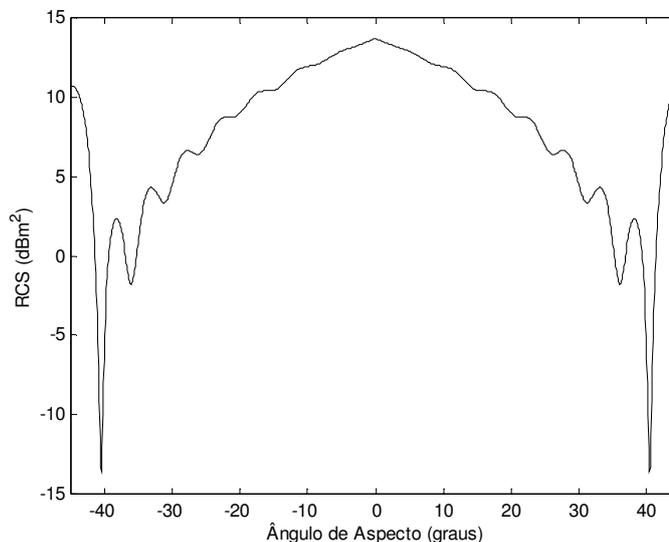


Figura 5.23 – Predição de RCS do diedro ortogonal em 10 GHz.

As Figuras 5.24 a 5.26 apresentam os diagramas de RCS obtidos experimentalmente, para o diedro de 90° da Figura 4.12, nas frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz.

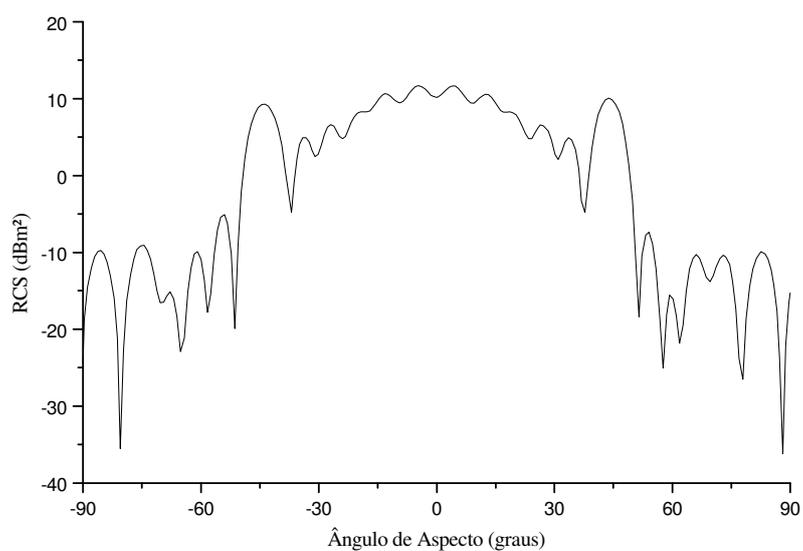


Figura 5.24 – Diagrama de RCS do diedro de 90° em 8 GHz.

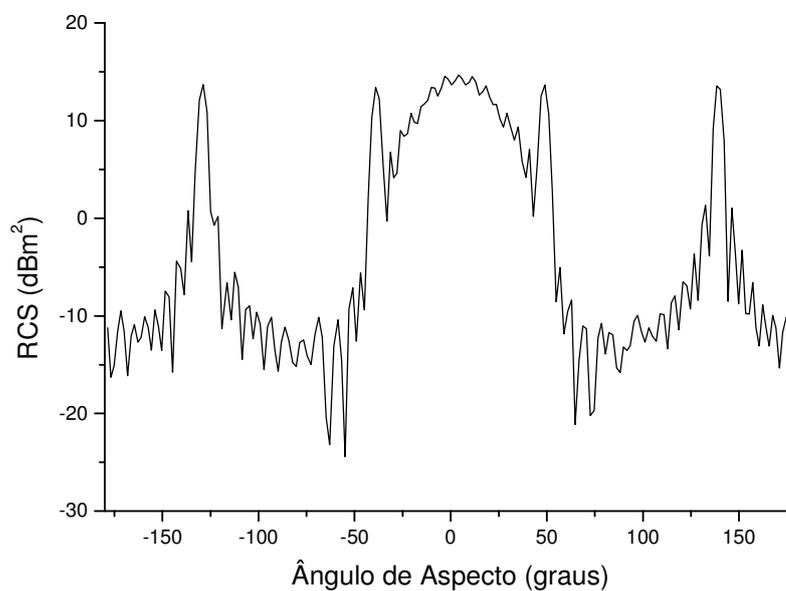


Figura 5.25 – Diagrama de RCS do diedro de 90° em 10 GHz.

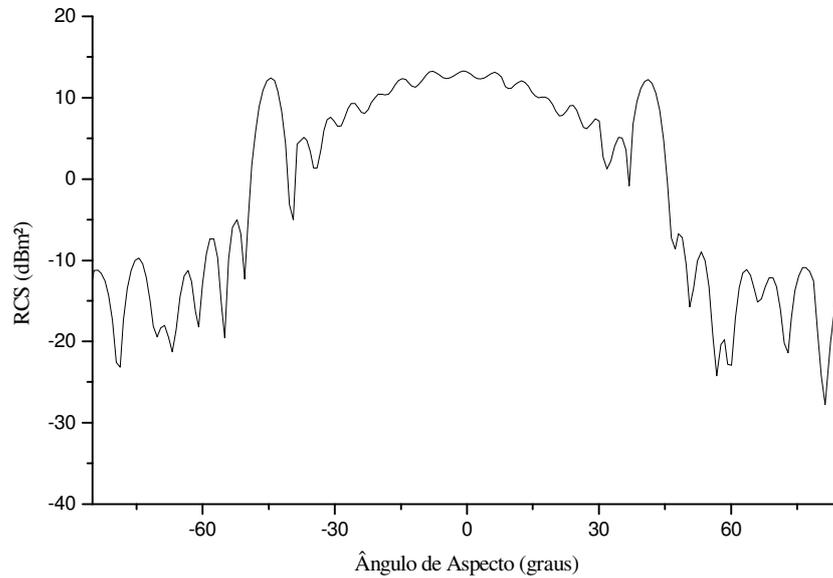


Figura 5.26 – Diagrama de RCS do diedro de 90° em 12 GHz.

A Figura 5.25 apresenta o diagrama de RCS do diedro de 90° da Figura 2.24. O alvo faz um movimento de rotação em 360°. Nos ângulos de aspecto de $\pm 135^\circ$ aparecem os lóbulos principais devido às faces do diedro serem iluminadas por trás.

Ainda, nas Figuras 5.24 a 5.26, observa-se a simetria dos diagramas e a presença de dois picos nos ângulos de aspecto $\pm 45^\circ$ devido às faces. Entre os picos está o lóbulo principal. A refletividade é máxima no ângulo de aspecto igual a 0° . Isto é devido às reflexões entre as placas.

A Tabela 5.8 apresenta os resultados teórico e experimental da RCS máxima do diedro ortogonal da Figura 4.12 na frequência de 10 GHz. A RCS teórica máxima é obtida usando a expressão (2.28).

Tabela 5.8 – Resultados teórico e experimental para a RCS máxima do diedro ortogonal de faces de dimensões de 17 cm x 17 cm na frequência de 10 GHz.

Frequência (GHz)	$\sigma_{\text{máx.teórica}}$ (dBm ²)	$\sigma_{\text{máx.experimental}}$ (dBm ²)	Diferença (dBm ²)
10	13,68	13,57	0,11

5.3.7 – Diagramas de RCS do Triedro

A Figura 4.16, do Capítulo 4, apresenta o triedro usado como alvo. É um triedro do tipo quadrado com faces de 12 cm x 12 cm. As faces são ortogonais entre si.

Os diagramas de RCS na polarização vertical estão apresentados nas Figuras 5.27 a 5.29, para as frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz, respectivamente.

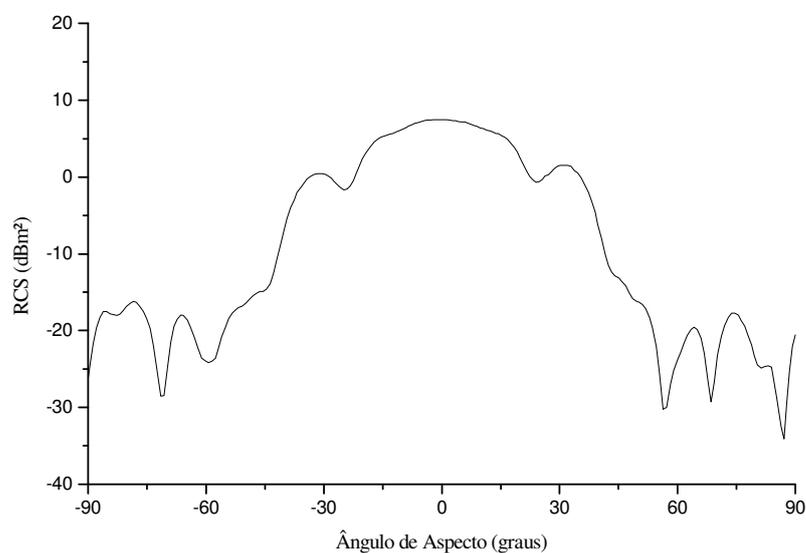


Figura 5.27 – Diagrama de RCS do triedro em 8 GHz.

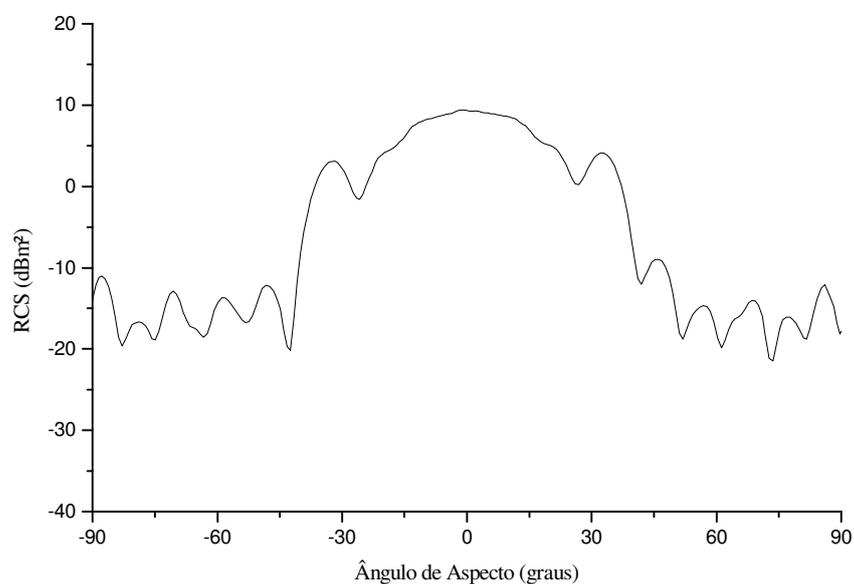


Figura 5.28 – Diagrama de RCS do triedro em 10 GHz.

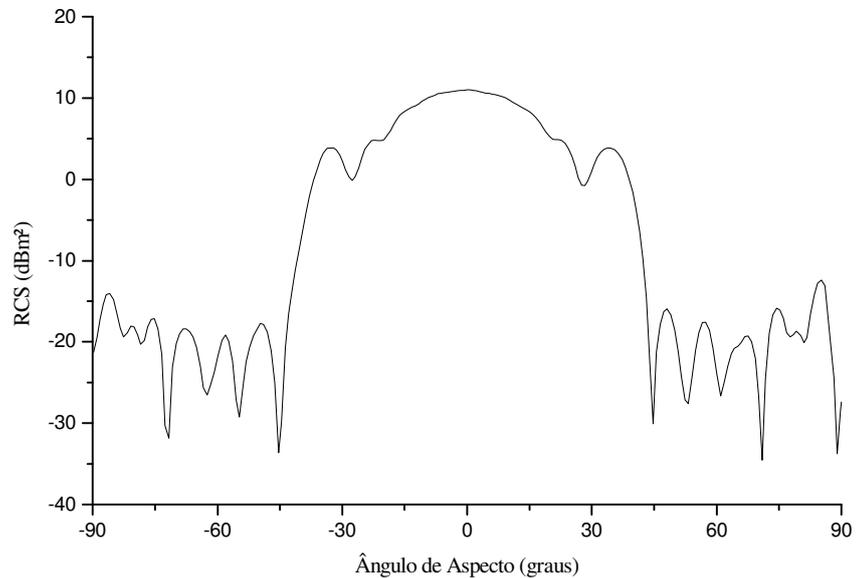


Figura 5.29 – Diagrama de RCS do triedro em 12 GHz.

O triedro, como o diedro, é retro-diretivo e produz um eco relativamente alto quando o sinal incidente atinge seu interior. A interação das múltiplas reflexões entre as três faces faz aumentar o sinal de retorno. Observa-se que a mudança de frequência produz pequenas alterações nos diagramas.

A Tabela 5.9 apresenta os resultados teórico e experimental da RCS máxima do triedro quadrado de aresta de 12 cm da Figura 4.16 na frequência de 10 GHz. A RCS teórica máxima é calculada pela expressão da Tabela 2.7.

Tabela 5.9 – Resultados teórico e experimental para a RCS máxima do triedro quadrado de faces de dimensões de 12 cm x 12 cm na frequência de 10 GHz.

Frequência (GHz)	$\sigma_{\text{máx. teórica}}$ (dBm ²)	$\sigma_{\text{máx. experimental}}$ (dBm ²)	Diferença (dBm ²)
10	9,39	9,27	0,12

Os diagramas obtidos estão em concordância com os diagramas apresentados na literatura^{1,4}.

A medida de RCS não é uma medida absoluta, isto é, as medidas devem ser referenciadas a alvos-padrão de RCS conhecida. A lente de Luneberg é o alvo de referência de medida de refletividade de sinais de radar usada neste trabalho. Devido à lente ser construída para trabalhar em 9,375 GHz, usa-se uma placa plana com alvo de calibração para outras frequências da banda X.

Johnson *et al.*¹⁰⁵ apresentam resultados experimentais de RCS. Como alvo de calibração é utilizada uma esfera de aço de 6,35 cm de diâmetro. Entre os alvos analisados estão uma placa quadrada de 25,3 cm de aresta, um disco de raio de 14,3 cm e um diedro ortogonal de faces 30,5 cm por 15,25 cm. As diferenças de RCS máxima entre o valor teórico e o valor experimental são da ordem de 1 dBm².

A medida de RCS requer que o alvo sob teste seja iluminado por uma onda eletromagnética plana e uniforme. No entanto, a criação de tal onda é uma tarefa impossível de se obter na prática, conforme discutido no Apêndice H. A técnica convencional, usada neste trabalho, requer que as antenas transmissora e receptora estejam localizadas a uma distância do alvo sob teste tal que a frente de onda esférica aproxima-se da onda plana uniforme que incide no alvo.

A impossibilidade de obtenção de onda plana bem como as reflexões espúrias de suportes usados produzem discrepância entre os resultados teóricos e experimentais. Deve-se considerar, também, que o sistema montado é quase-monoestático para a obtenção dos resultados experimentais e que as previsões são para sistema monoestático. No entanto, a análise dos resultados experimentais obtidos para alvos simples apresenta uma boa concordância entre os resultados da medição e os estimados teoricamente.

5.4 – Diagramas de RCS dos Alvos de Geometrias Complexas

Para a obtenção e a análise dos diagramas de RCS de geometrias complexas, foram construídos dois alvos em alumínio aeronáutico: um cilindro associado a um cone e um modelo da aeronave ERJ-145.

5.4.1 – Diagramas de RCS do Cilindro-Cone

A Figura 4.17 apresenta uma geometria complexa. Nesta geometria, um cone, com as mesmas proporções do cone 2 da Figura 4.11, foi usinado em um cilindro maciço de comprimento 30 cm e diâmetro de 10 cm, como o cilindro da Figura 4.10. Assim, a altura permanece em 30 cm e o ângulo entre o eixo de simetria e a geratriz do cone (γ) é mantido em 36° . A caracterização é feita considerando o eixo de simetria do alvo paralelo ao plano horizontal. O alvo executa um movimento de 360° em frente às antenas transmissora e receptora.

Os diagramas de RCS, obtidos a partir dos diagramas de reflexão, são apresentados nas Figuras 5.30, 5.31 e 5.32 para as frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz, respectivamente.

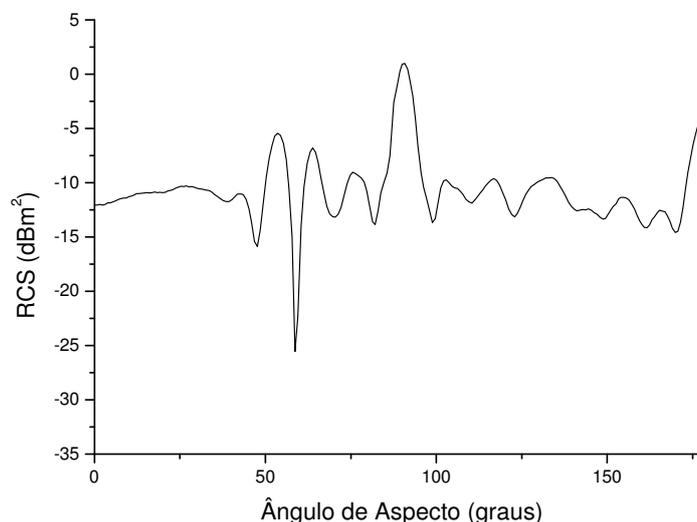


Figura 5.30 – Diagrama de RCS do cilindro-cone em 8 GHz.

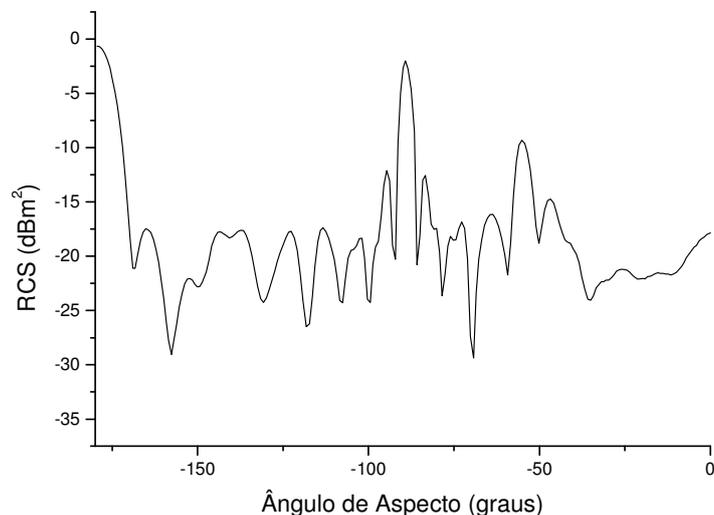


Figura 5.31 – Diagrama de RCS do cilindro-cone em 10 GHz.

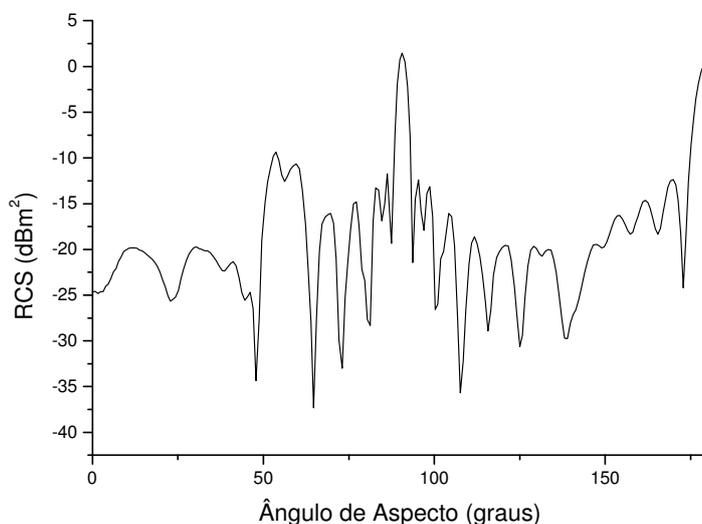


Figura 5.32 – Diagrama de RCS do cilindro-cone em 12 GHz.

Nota-se que, à medida que a frequência aumenta, aumenta o número de lóbulos e o diagrama passa a ter maior definição. Os pontos de maior reflexão são devidos à lateral do cilindro ($\pm 90^\circ$) e ao disco ($\pm 180^\circ$). Verifica-se a influência do cone que alterou a diagrama do cilindro: um lóbulo mais pronunciado ocorre no ângulo de aspecto de $\pm 54^\circ$. Os resultados encontrados para o cilindro-cone são coerentes com a predição para esta geometria complexa. Esta predição se encontra na literatura³⁴.

Assim, a RCS do alvo complexo é devido à composição dos campos elétricos de espalhamento produzidos pelo cilindro e pelo cone. Isto está de acordo com a literatura^{1,5,8,9,34,39,41,53-56}.

5. 4.2 – Diagramas de RCS do Modelo de Aeronave

O modelo da aeronave ERJ-145 (Figura 4.22) é usado como alvo na banda X. Para a caracterização, a aeronave é montada em suporte de isopor em dois ângulos de elevação: 0° e 30°. A constante P para o modelo na frequência de 10 GHz é de 0,8. Para ambos os ângulos de elevação, o alvo faz um movimento de 360° em azimute frente ao sistema transmissor / receptor no sentido horário. O diagrama de RCS para 0° de elevação, na frequência de 12 GHz, está apresentado mostrado na Figura 5.33.

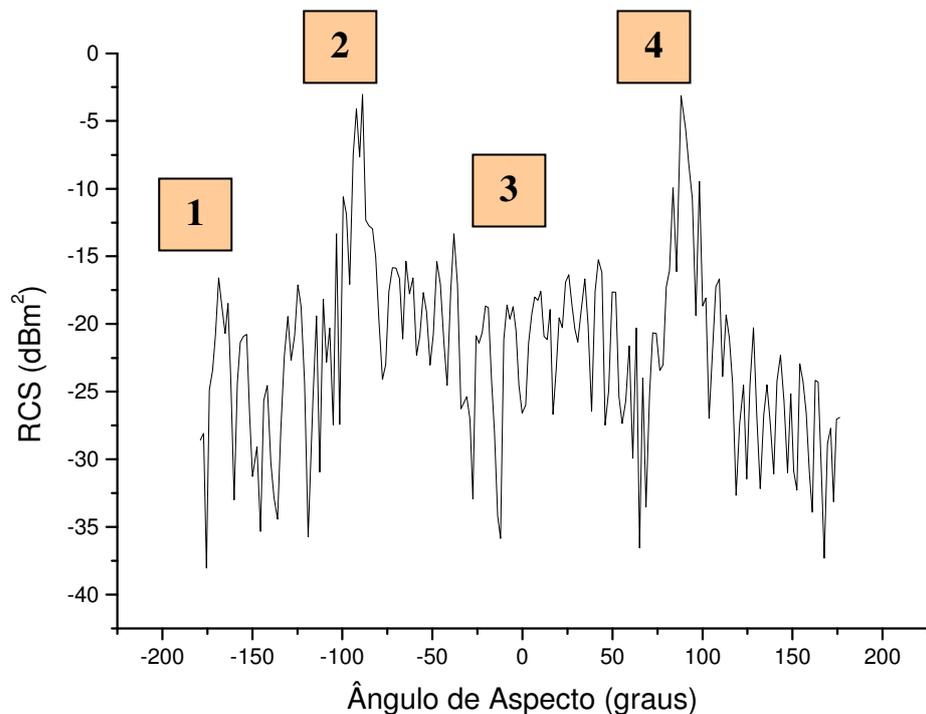


Figura 5.33 – Diagrama de RCS do modelo da aeronave ERJ-145 em 12 GHz.

Ângulo de elevação: 0°.

No diagrama da Figura 5.33, pode-se verificar uma variação significativa da RCS do modelo da aeronave em função do ângulo de aspecto. O indicador 1 apresenta os pontos de maior reflexão quando o modelo é iluminado na posição indicada pela Figura 5.34. As turbinas são os elementos dominantes na contribuição para a RCS.

Os indicadores 2 e 4 apresentam os pontos de maior reflexão e RCS. Isto ocorre quando o modelo é iluminado em sua lateral (Figuras 5.35 e 5.37). A fuselagem e o estabilizador vertical são as principais partes que contribuem com a RCS.

O indicador 3 assinala os pontos de assinatura radar em que o modelo é iluminado na sua parte frontal (Figura 5.36). Neste caso, a frente e as turbinas são as partes que mais elevam a RCS.

O diagrama complexo não permite identificar a influência de cada elemento na formação da assinatura. No entanto, a forma cilíndrica da fuselagem é a parte predominante na reflexão. A RCS máxima do modelo em 12 GHz é de -3 dBm^2 ($0,5 \text{ m}^2$).



Figura 5.34 – Vista do modelo da aeronave ERJ-145: cauda.

Ângulo de elevação: 0° .

Segundo Knott² e pela aplicação da teoria da modelagem eletromagnética^{1,4,37}, um modelo em tamanho real da aeronave ERJ-145 exatamente igual ao modelo construído tem uma RCS de 32,5 dBm² (1800 m²), na frequência de 200 MHz, quando iluminado em sua lateral (incidência perpendicular). Este resultado é obtido usando o fator de escala igual a 60.



Figura 5.35 – Vista do modelo da aeronave ERJ-145: lateral direita.

Ângulo de elevação: 0°.



Figura 5.36 – Vista do modelo da aeronave ERJ-145: frente.

Ângulo de elevação: 0°.



Figura 5.37 – Vista do modelo da aeronave ERJ-145: lateral esquerda.

Ângulo de elevação: 0° .

A Figura 5.38 apresenta o diagrama de RCS para o modelo da aeronave ERJ-145 quando caracterizada com ângulo de elevação de 30° na frequência de 12 GHz. As Figuras 5.39 a 5.42 apresentam as principais vistas para o ângulo de 30° .

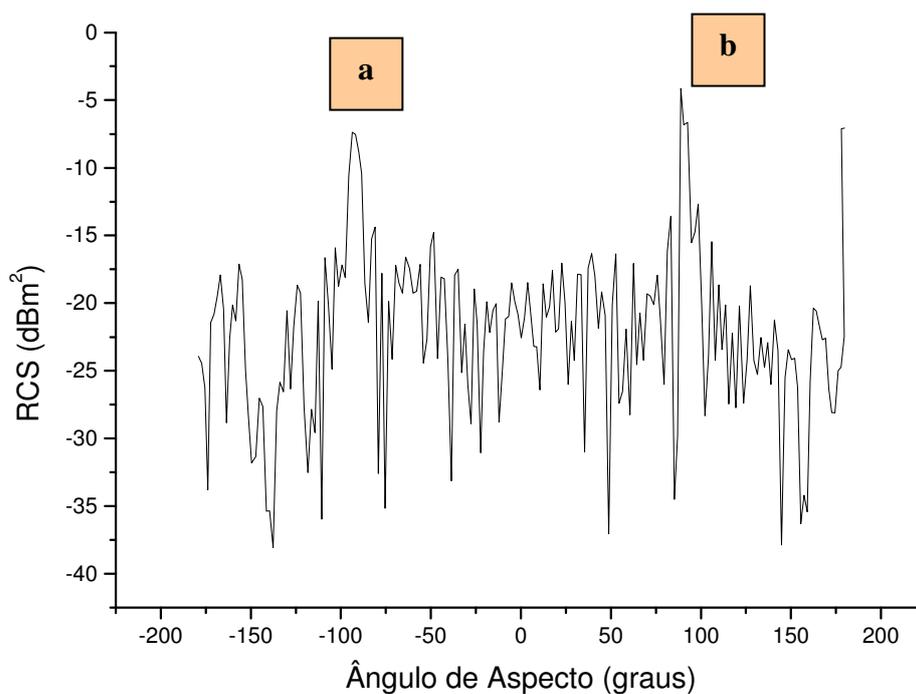


Figura 5.38 – Diagrama de RCS do modelo da aeronave ERJ-145 em 12 GHz.

Ângulo de elevação: 30° .



Figura 5.39 – Vista do modelo da aeronave ERJ-145: cauda.

Ângulo de elevação: 30° .



Figura 5.40 – Vista do modelo da aeronave ERJ-145: lateral direita.

Ângulo de elevação: 30° .



Figura 5.41 – Vista do modelo da aeronave ERJ-145: frente.

Ângulo de elevação: 30° .



Figura 5.42 – Vista do modelo da aeronave ERJ-145: lateral esquerda.

Ângulo de elevação: 30° .

Observa-se que, para ângulo de elevação de 30° , o diagrama de RCS (Figura 5.38), praticamente mantém-se inalterado em relação ao diagrama de RCS do modelo a 0° de

elevação (Figura 5.33). A predominância da reflexão da fuselagem cilíndrica, quando o modelo é iluminado na lateral, é novamente notada e indicada pelos marcadores a e b.

5.5 – Efeitos da Forma Geométrica

Para estudar o impacto da forma geométrica e de modificações na superfície metálica sobre os diagramas de refletividade e RCS, são feitas duas alterações na posição de uma placa de 20 cm x 20 cm em relação ao sinal incidente. Primeiramente, a placa sofre uma rotação de 45° (Figura 2.9). Outra medida é feita com a placa plana inclinada com um ângulo de 45° em relação à vertical.

Outro estudo é feito para verificar a influência da mudança de material sobre os diagramas de refletividade. Em princípio, a superfície metálica é seccionada na diagonal e caracterizada. Finalmente, é feita uma composição de uma nova placa, sendo metade alumínio e metade acrílico. Em todas essas composições são executadas medidas de refletividade.

Para concluir o estudo e verificar a influência da forma geométrica na refletividade (banda X), são analisados os diagramas de dois diedros não-ortogonais e de um diedro de faces desiguais.

5.5.1– Diagrama de RCS da Placa Plana Rotacionada em 45°

A Figura 5.43 apresenta o diagrama de RCS da placa plana e quadrada de aresta de 20 cm rotacionada em 45° conforme ilustra a Figura 2.9. A medida da refletividade é feita na frequência de 10 GHz. Observa-se que em 0° e $\pm 180^\circ$ ocorre a reflexão máxima. O lóbulo principal é estreito. Nota-se, também, que os lóbulos secundários têm amplitudes menores em relação ao lóbulo principal. Essas amplitudes vão diminuindo rapidamente, à medida que a placa se movimenta em azimute. Esta alteração, visível no

diagrama da placa, evidencia como a iluminação tem efeito sobre os diagramas de refletividade e de RCS dos alvos.

Para o ângulo de aspecto de 0° , a RCS da placa rotacionada é de $13,27 \text{ dBm}^2$. Para a mesma placa sem sofrer rotação e para o mesmo ângulo de aspecto, a RCS teórica é de $13,47 \text{ dBm}^2$. Considerando ambos os valores de RCS, a diferença em relação ao valor teórico na frequência de 10 GHz é de $0,2 \text{ dBm}^2$.

A modificação apresentada no diagrama da RCS devido à rotação em 45° da placa plana também se verifica nos diagramas obtidos nas frequências de 8 GHz e 12 GHz.

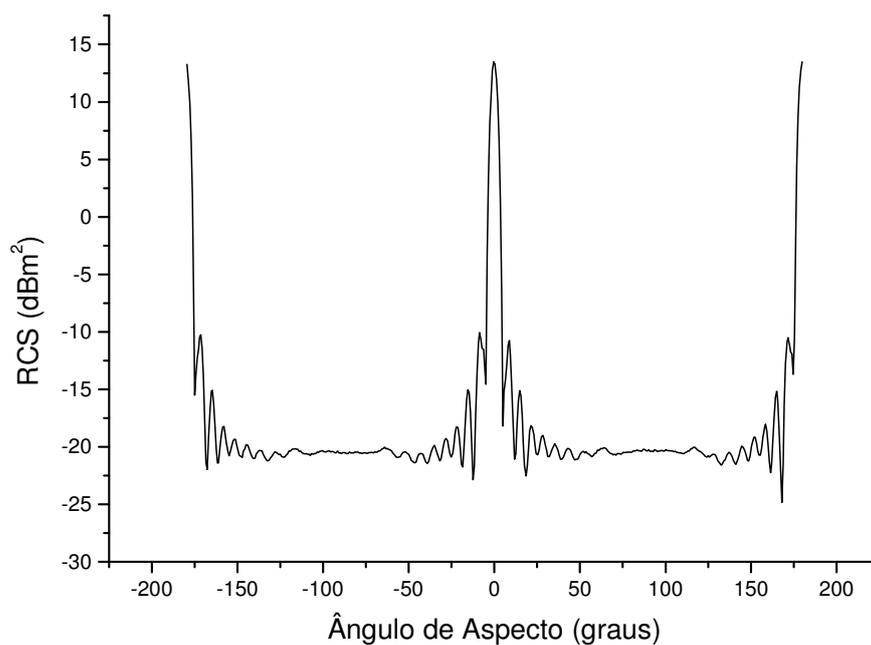


Figura 5.43 – Diagrama de RCS da placa de 20 cm x 20 cm rotacionada em 45° em 10 GHz.

O resultado encontrado está em concordância com o diagrama de RCS reproduzido na Figura 2.10¹.

5. 5.2 – Diagrama de Refletividade da Placa Plana Inclinada em 45°

A placa plana de 20 cm x 20 cm (Figura 4.7) é inclinada em 45° em relação ao plano horizontal conforme apresenta a Figura 5.44. A seguir, é feita a caracterização.

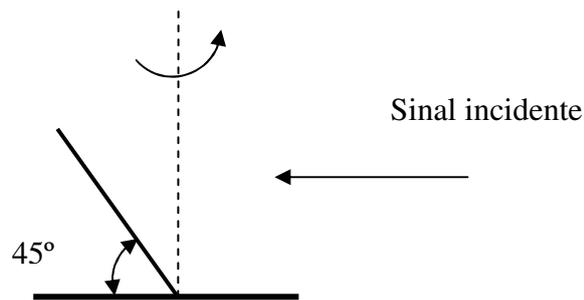


Figura 5.44 – Placa plana de 20 cm x 20 cm inclinada em 45°.

A Figura 5.45 apresenta a superposição de dois diagramas de refletividade da placa plana de 20 cm x 20 cm, caracterizada em 8 GHz. Conforme a legenda, para a *Placa 90°* tem-se um diagrama de refletividade da placa posicionada perpendicularmente ao plano horizontal. O diagrama em vermelho (*Placa 45°*) é o resultado da refletividade com a placa inclinada em 45°. Observa-se a pouca intensidade do eco com a placa inclinada em relação ao eco produzido pela placa em 90°. O efeito verifica-se, também, nas frequências de 10 GHz e 12 GHz da banda X. Os resultados encontrados atestam a afirmação de Adam de que ângulos retos são anátemas em projetos de artefatos furtivos⁹.

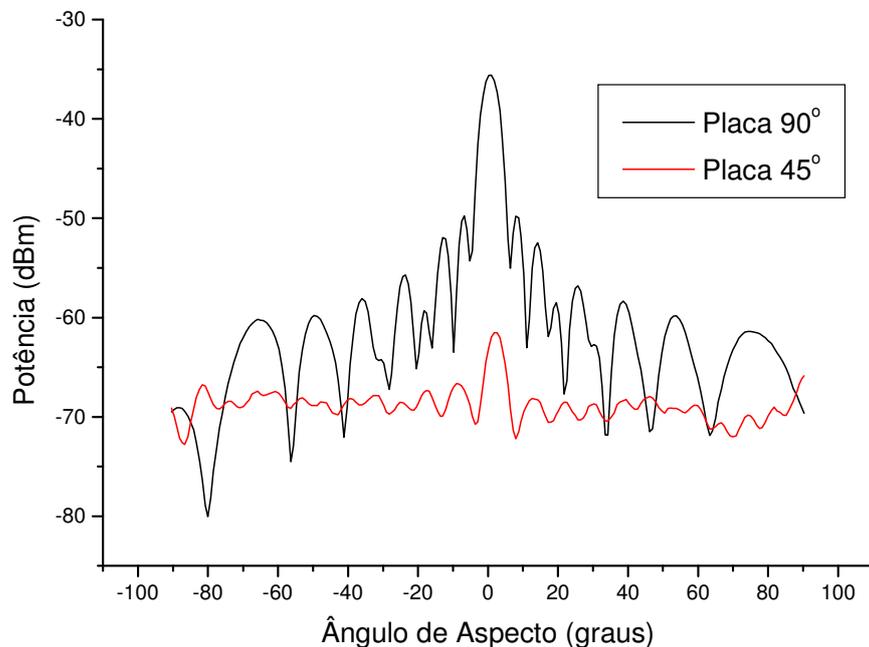


Figura 5.45 – Superposição de diagramas de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm.

5. 5.3 – Diagrama de Refletividade da Placa Seccionada na Diagonal

A placa de alumínio de 20 cm x 20 cm foi seccionada na diagonal e suas partes foram mantidas justapostas (Figura 5.46), sem a formação de degrau. O objetivo é verificar o efeito da descontinuidade da superfície na refletividade. A Figura 5.47 apresenta o diagrama de refletividade da placa, caracterizada na frequência central da banda X (10 GHz).

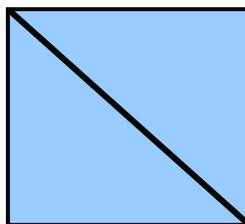


Figura 5.46 – Placa de 20 cm x 20 cm seccionada na diagonal.

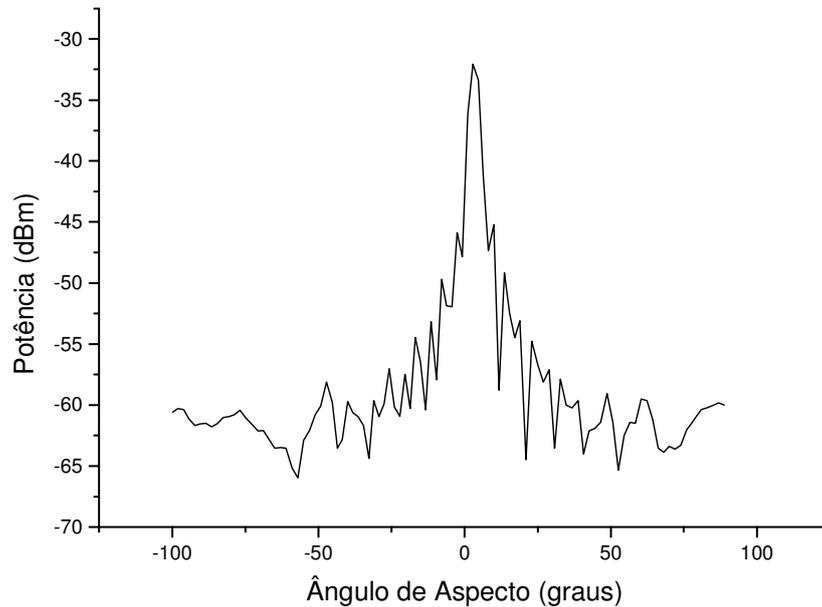


Figura 5.47 – Diagrama de refletividade da placa de 20 cm x 20 cm seccionada na diagonal em 10 GHz.

Nota-se uma pequena alteração na formação dos lóbulos secundários do diagrama da Figura 5.47 em relação ao diagrama da Figura 5.11. No entanto, a descontinuidade não afetou de forma relevante a refletividade.

5.5.4 – Diagrama de Refletividade da Placa Acrílico-Alumínio

A Figura 4.8 apresenta a composição da placa de 20 cm x 20 cm, com metade acrílico e metade alumínio, sem a formação de degrau. O objetivo é verificar se a mudança de material produz alterações no diagrama de refletividade da placa plana.

A Figura 5.48 apresenta o resultado da caracterização da placa da Figura 4.8 na frequência de 10 GHz. Observam-se alterações nos lóbulos do diagrama em relação ao diagrama da Figura 5.11. No entanto, apesar do lóbulo principal estar deslocado da origem, a refletividade é relativamente elevada. A potência indicada no analisador de

espectro para o lóbulo principal é igual a -36,44 dBm para um ângulo de aspecto de 14,3°. No diagrama da Figura 5.11, para placa perpendicular ao plano horizontal, a potência é de -33,32 dBm em 0°. Apesar da potência refletida ser menor em 3,12 dBm, a composição de alumínio e acrílico reflete sinais de radar.

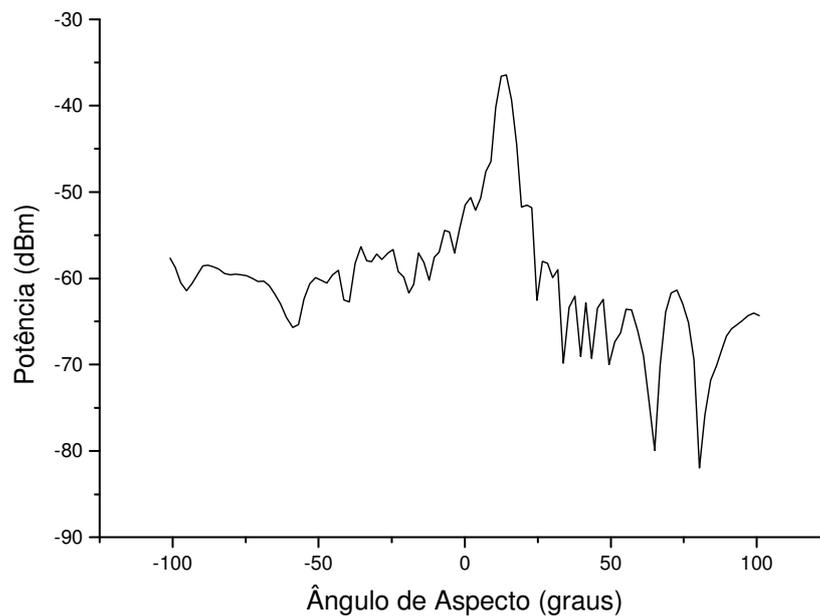


Figura 5.48 – Diagrama de refletividade da placa acrílico-alumínio em 10 GHz.

5. 5.5 – Diagramas de Refletividade do Diedro de 100°

Este diedro tem faces de 17 cm x 17 cm e o ângulo entre as superfícies é de 100° (Figura 4.15).

Os diagramas de refletividade obtidos para este diedro estão apresentados nas Figuras 5.49 e 5.50, para as frequências de 8 GHz e 12 GHz, respectivamente.

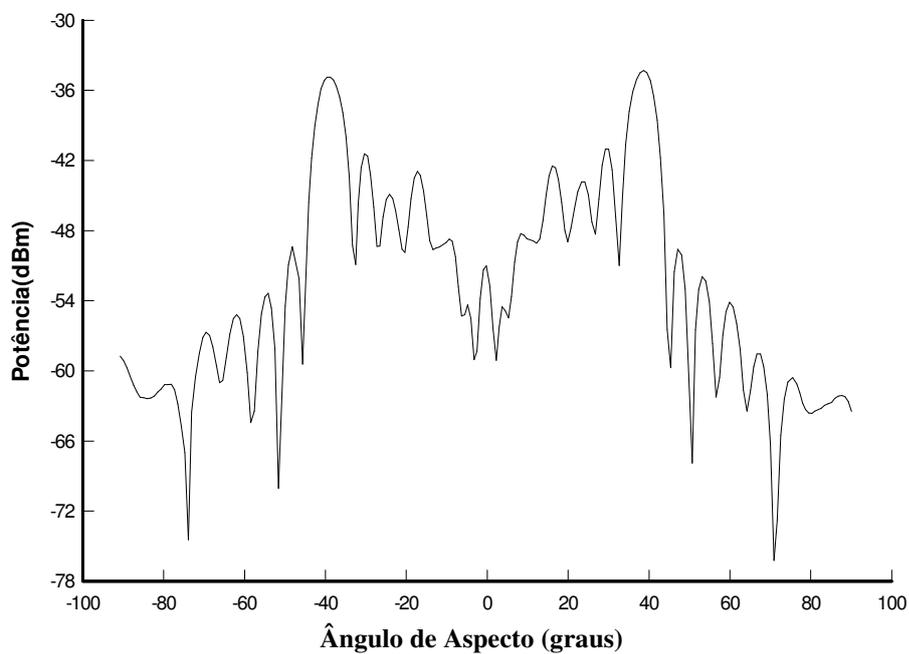


Figura 5.49 – Diagrama de refletividade do diedro de 100° em 8 GHz.

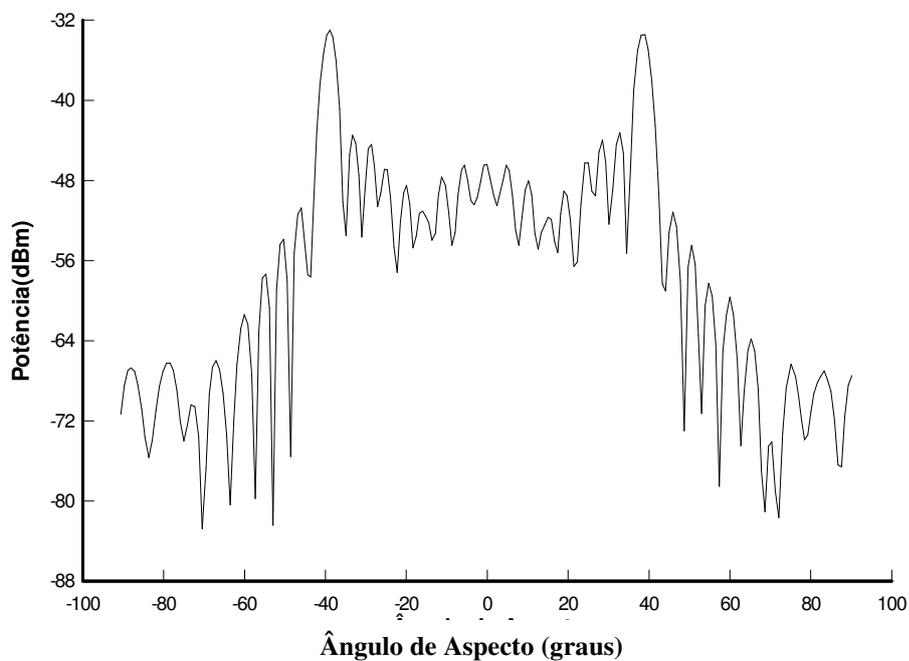


Figura 5.50 – Diagrama de refletividade do diedro de 100° em 12 GHz.

Nestes diagramas, a contribuição de cada uma das faces é verificada pelos picos principais. No entanto, as reflexões entre as faces do diedro compõem-se de forma destrutiva, reduzindo o eco e, por conseguinte, a RCS no setor central do diagrama.

Enquanto no diedro ortogonal a reflexão atinge o máximo para um ângulo de aspecto de 0° , nota-se a redução da refletividade e RCS nos diagramas do diedro obtuso entre os ângulos de aspecto -30° e 30° . Os resultados confirmam as análises encontradas em Knott ^{2,50}.

5. 5.6 – Diagrama de RCS do Diedro de 50°

A Figura 5.51 apresenta o diagrama de refletividade do diedro de 50° (Figura 4.13), na frequência de 10 GHz.

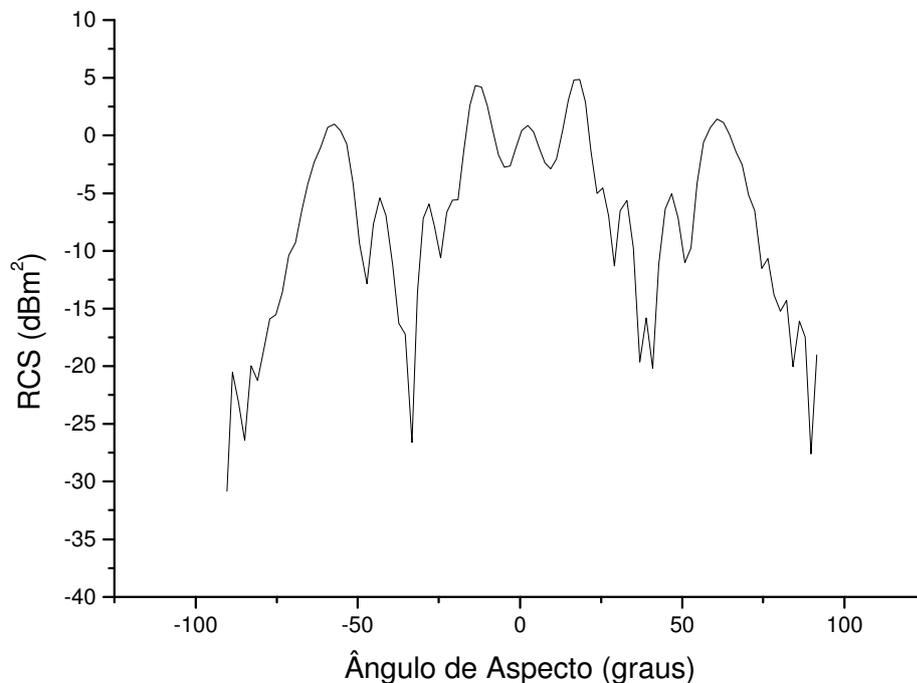


Figura 5.51 – Diagrama de RCS do diedro de 50° em 10 GHz.

Nota-se no diagrama do diedro de 50° (Figura 5.51) que ocorre a redução da refletividade na parte central em relação ao diedro ortogonal (Figura 5.25).

A redução da refletividade é dependente do comprimento das arestas do diedro em termos do comprimento de onda do sinal incidente (λ)⁵¹.

Para o diedro da Figura 2.21, com $a = b = 5\lambda$ e um desvio de 2° na ortogonalidade, há a redução de 1 dB na RCS no ângulo de aspecto de 0° . Para $a = b = 20\lambda$, na mesma situação, a redução na RCS é de 30 dB⁵¹.

Para o diedro de 50° da Figura 4.13, com $a = b = 5,67\lambda$ em 10 GHz, o desvio na ortogonalidade é de 40° . Neste caso, a redução da RCS é de 12 dBm^2 para o ângulo de aspecto de 0° ⁵¹. Ou seja, ocorre uma redução de 94 % da RCS em relação ao diedro ortogonal.

A Figura 5.52 apresenta o resultado do estudo de redução de RCS de diedros com faces de arestas $a = b = 20\lambda$ em função do ângulo de desvio da posição ortogonal, em graus. O sinal incidente possui polarização vertical⁵¹.

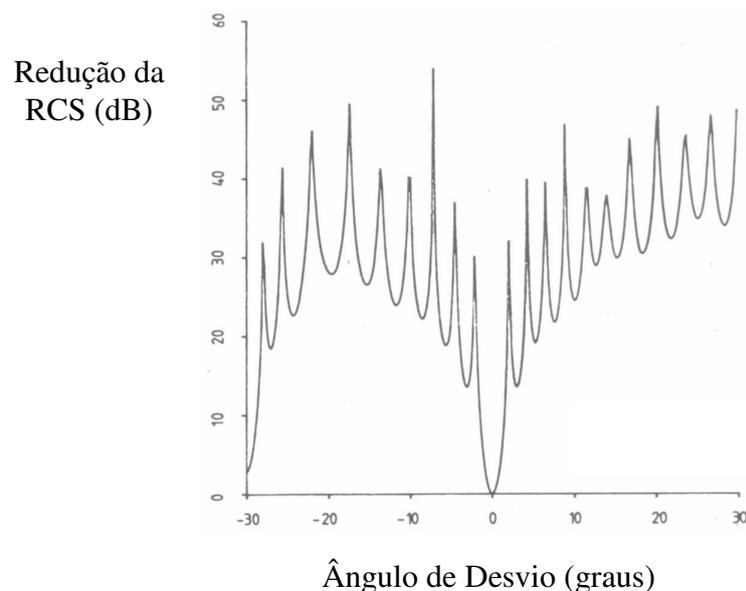


Figura 5.52 – Redução da RCS de diedros em função do ângulo de desvio da ortogonalidade, para $a = b = 20\lambda$ e ângulo de aspecto de 0° ⁵¹.

A simetria do gráfico da Figura 5.52 evidencia que há redução da RCS para diedros com $a = b = 20\lambda$ e com ângulos diferentes do ângulo reto.

Em situações reais, para a maioria das aeronaves em que há a formação de diedros, estes têm faces com arestas superior a 20λ na banda X. Neste caso, a refletividade e a RCS é extremamente sensível a desvios da ortogonalidade. O Apêndice G analisa os efeitos de diedros que ocorrem nas aeronaves convencionais e que geram grande impacto nos projetos de aeronaves furtivas.

5. 5.7 – Diagramas de Refletividade do Diedro de Faces Desiguais

Neste diedro ortogonal, uma das faces tem 17 cm x 17 cm e a outra tem 20 cm x 17 cm (Figura 4.14). A Figura 5.53 apresenta a predição da RCS deste diedro por meio da equação (2.27). A frequência é de 10 GHz e a assimetria do diedro produz uma assimetria no diagrama.

O programa para a simulação encontra-se listado no Apêndice F.

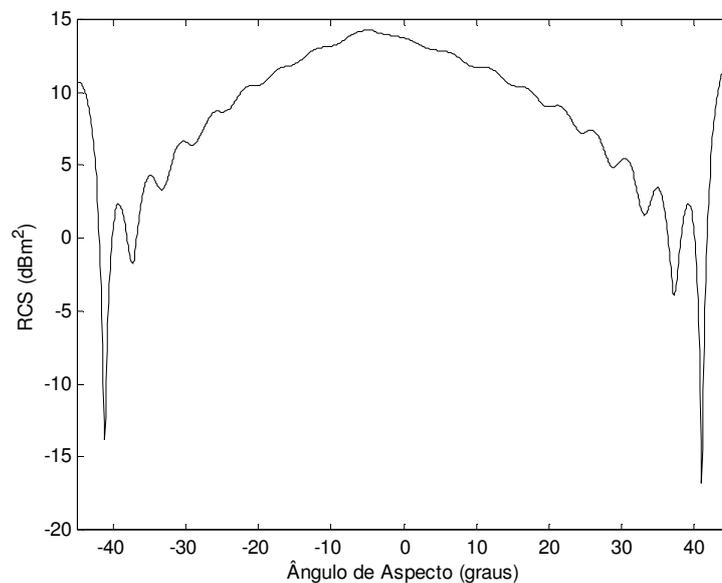


Figura 5.53 – Predição de RCS do diedro de 90° e faces desiguais em 10 GHz.

A Figura 5.54 apresenta o diagrama de RCS obtido na câmara anecóica para este diedro em 10 GHz.

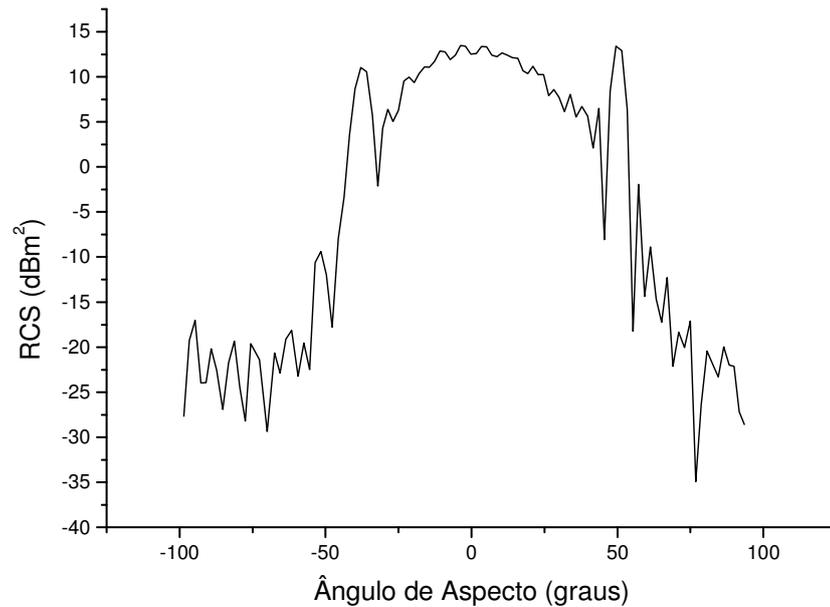


Figura 5.54 – Diagrama de RCS do diedro de faces desiguais em 10 GHz.

Observa-se um deslocamento do lóbulo central para a esquerda. Os lóbulos nos ângulos de aspecto de $\pm 45^\circ$ possuem níveis de potência diferentes e indicam a assimetria do diedro. A diferença entre estes principais picos é da ordem de 1 dBm².

O resultado da simulação (Figura 5.53) e o mostrado em Knott⁵⁰ (Figura 3.1) ratificam o diagrama da Figura 5.54.

5.6 – Efeitos do MARE

Para o estudo do efeito de MARE na redução da RCS de alvos, medidas de refletividade são feitas aplicando-se o MARE desenvolvido por Lopes¹⁰², na AMR, sobre alguns alvos estudados. Estes alvos são: placa de 20 cm x 20 cm, os diedros de 50°, 90° e 100° além do diedro de faces desiguais.

5. 6.1 – Diagrama de Refletividade da Placa Plana com MARE

A Figura 5.55 apresenta a superposição dos diagramas de refletividade da placa plana de 20 cm x 20 cm, sem MARE e recoberta com MARE, na frequência de 10 GHz. Nota-se uma redução das amplitudes dos lóbulos do diagrama da placa.

A Tabela 5.10 lista a diferença da amplitude da reflexão da placa sem MARE e com MARE do lóbulo central para o ângulo de aspecto de 0° , nas frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz.

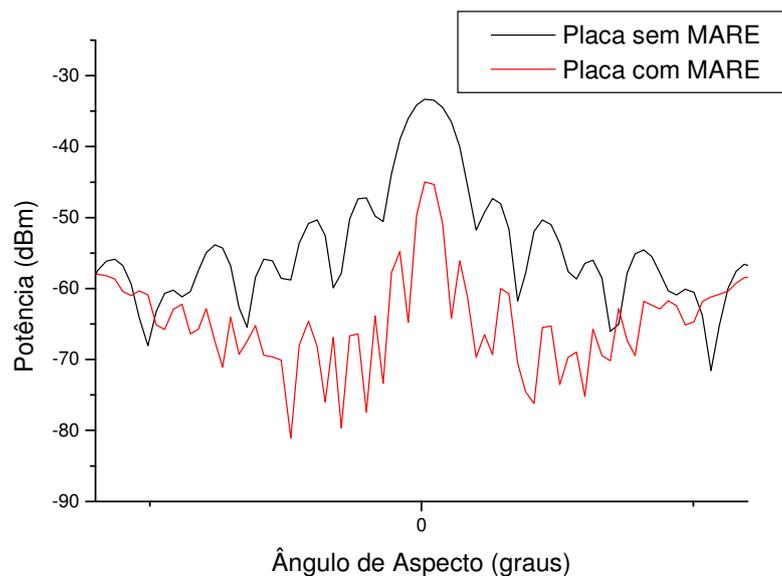


Figura 5.55 – Diagramas de refletividade da placa 20 cm x 20 cm com e sem MARE em 10 GHz.

Tabela 5.10 – Atenuação da amplitude do lóbulo principal para a placa de 20 cm x 20 cm recoberta com MARE: incidência perpendicular (0°).

Frequência (GHz)	Amplitude sem MARE (dBm)	Amplitude com MARE (dBm)	Diferença (dBm)
8	-35,63	-42,87	7,24
10	-33,32	-43,96	10,64
12	-30,85	-41,71	10,86

Para a frequência de 8 GHz a atenuação é de 7,24 dBm. Com o gerador emitindo na frequência para 10 GHz, a atenuação aumenta para 10,64 dBm. Com a mudança de frequência de 10 GHz para 12 GHz, a atenuação eleva-se para 10,86 dBm. Deve-se ressaltar que o MARE multicamadas desenvolvido apresenta desempenho em 8,82 GHz, segundo a curva de refletividade da Figura 4.23.

Conforme se pode verificar na Figura 5.55, os lóbulos secundários também sofrem atenuação devido ao recobrimento com MARE.

5. 6.2 – Diagrama de RCS do Diedro de 90° com MARE

A Figura 5.56 apresenta o diagrama de RCS do diedro de 90° superposto ao diagrama de RCS do mesmo diedro recoberto com MARE na frequência de 10 GHz. Observa-se que o MARE descaracteriza o diagrama padrão do diedro ortogonal e produz redução da RCS. Para a o ângulo de aspecto de 0°, por exemplo, a RCS é reduzida de 13,61 dBm² (22,96 m²) para -9,78 dBm² (0,10 m²), conforme é apresentado na Tabela 5.11. A redução é de 99 %.

Tabela 5.11 – Redução da RCS máxima do diedro de 90° recoberto com MARE: incidência perpendicular (0°).

Frequência (GHz)	RCS do diedro de 90° (m ²)	RCS do diedro de 90° com MARE (m ²)	Redução (%)
10	22,96	0,10	99

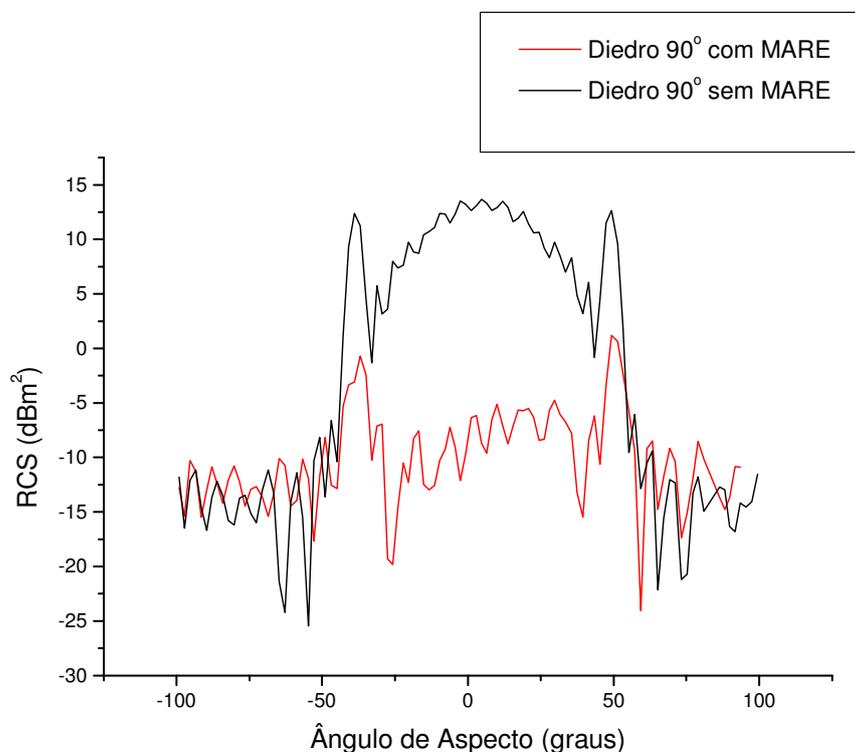


Figura 5.56 – Diagramas de RCS do diedro de 90° com e sem MARE em 10 GHz.

5. 6.3 – Diagrama de RCS do Diedro de 100° com MARE

A Figura 5.57 apresenta o diagrama de RCS, com e sem MARE, para o diedro obtuso na frequência de 10 GHz. Observa-se que, além do efeito da geometria, o MARE auxilia na redução da RCS no centro do diagrama. A Tabela 5.12 apresenta a redução da RCS causada pelo MARE aplicado sobre as faces internas do diedro de 100°.

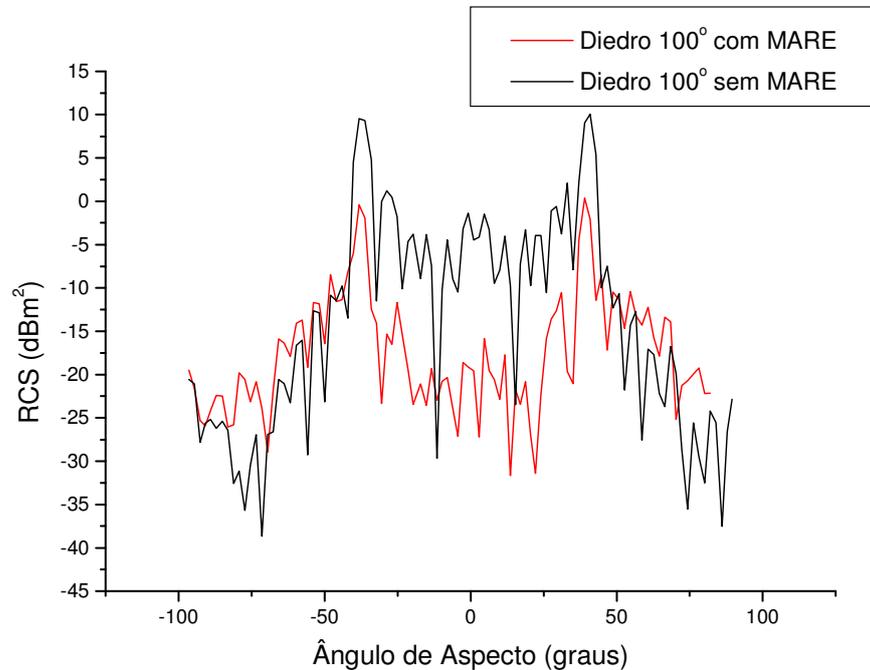


Figura 5.57 – Diagramas de RCS do diedro de 100° com e sem MARE em 10 GHz.

Tabela 5.12 – Redução da RCS máxima do diedro de 100° recoberto com MARE: incidência perpendicular (0°).

Frequência (GHz)	RCS do diedro de 100° (m ²)	RCS do diedro de 100° com MARE (m ²)	Redução (%)
10	0,36	0,01	97

Nota-se uma redução da RCS de 97 % da RCS do diedro de 100° com MARE em relação ao diedro sem recobrimento.

5. 6.4 – Diagrama de RCS do Diedro de 50° com MARE

O diedro de 50° é, também, recoberto com o MARE. Os diagramas de RCS com e sem MARE, na frequência de 10 GHz, são apresentados na Figura 5.58. Além do efeito da geometria, a RCS é reduzida pela ação do MARE, não só no centro do diagrama, como em todos os ângulos de aspecto.

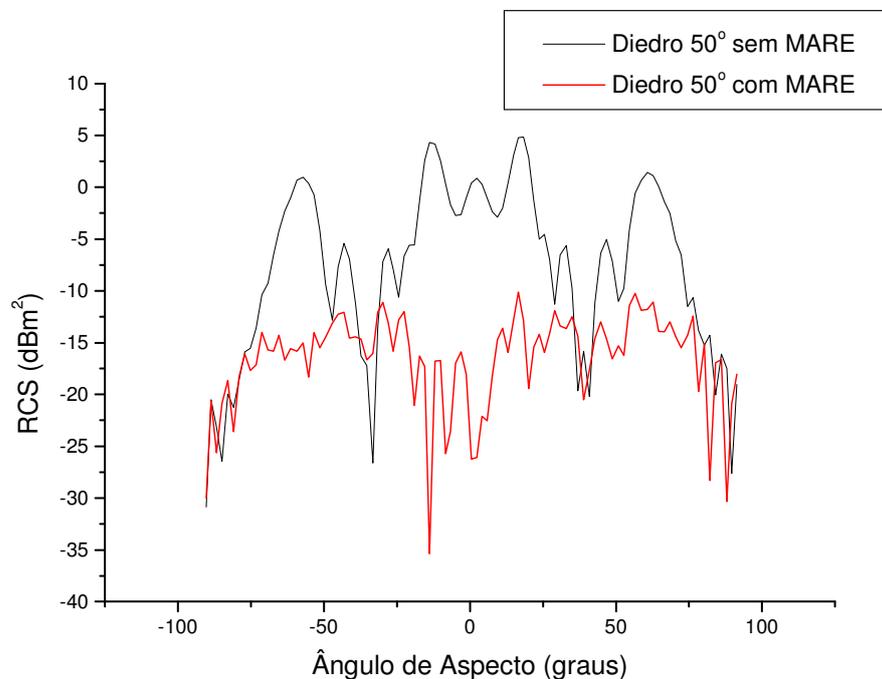


Figura 5.58 – Diagramas de RCS do diedro de 50° com e sem MARE em 10 GHz.

A Tabela 5.13 apresenta a redução da RCS para o diedro de 50° recoberto com MARE para um ângulo de aspecto de 0° na frequência de 10 GHz.

Tabela 5.13 – Redução da RCS máxima do diedro de 50° recoberto com MARE: incidência perpendicular (0°).

Frequência (GHz)	RCS do diedro de 50° (m ²)	RCS do diedro de 50° com MARE (m ²)	Redução (%)
10	0,79	0,02	97

De acordo com os dados da Tabela 5.13 há uma redução de 97 % da RCS para o diedro de 50° recoberto com MARE em relação ao mesmo diedro sem recobrimento. Considera-se ângulo de aspecto de 0° e frequência de 10 GHz.

5. 6.5 – Diagrama de RCS do Diedro de Faces Desiguais com MARE

O diedro de faces desiguais tem os diagramas de RCS com e sem MARE apresentados na Figura 5.59. Novamente, o MARE aplicado descaracteriza o diagrama do diedro, reduzindo a RCS.

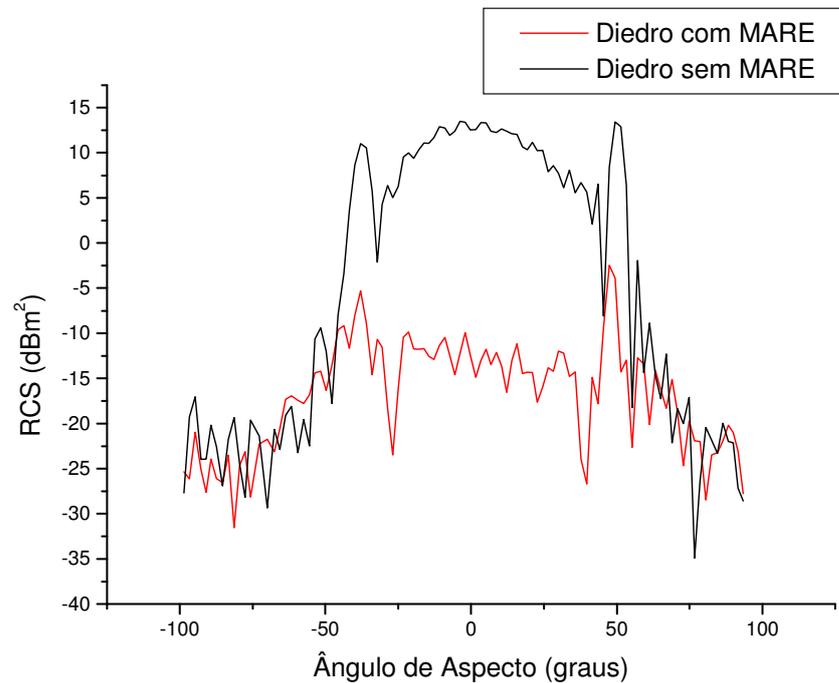


Figura 5.59 – Diagramas de RCS do diedro assimétrico com e sem MARE em 10 GHz.

A Tabela 5.14 apresenta os valores da RCS do diedro de faces assimétricas com e sem recobrimento para o ângulo de aspecto de 0° na frequência de 10 GHz.

Tabela 5.14 – Redução da RCS máxima do diedro de faces assimétricas recoberto com MARE: incidência perpendicular (0°).

Frequência (GHz)	RCS do diedro assimétrico (m^2)	RCS do diedro assimétrico com MARE (m^2)	Redução (%)
10	20,89	0,08	99

A redução da RCS é de 99 % para o ângulo de aspecto de 0° .

Capítulo 6

Conclusão

No presente estudo são apresentados e analisados diagramas de RCS e refletividade de alvos simples e complexos. Além disso, o texto evidencia a influência da forma geométrica e a influência da aplicação de MARE na alteração e redução da RCS dos alvos avaliados.

Os diagramas experimentais de RCS dos alvos simples apresentam resultados coerentes com a predição e os encontrados na literatura. Especificamente, os resultados experimentais da placa plana e do disco mostram que, na incidência perpendicular ou ângulo de aspecto de 0° , obtiveram-se resultados em conformidade com os previstos em frequências na banda X. Para ângulos de aspecto próximos a $\pm 90^\circ$, os efeitos de borda deformam os lóbulos laterais.

Os diagramas de RCS do modelo da aeronave ERJ-145 evidenciam que as reflexões das partes se interferem construtiva ou destrutivamente, e formam diagramas complexos. Os resultados, na banda X, confirmam a teoria de que cada elemento refletor contribui para a RCS.

É importante salientar que as medidas de RCS de modelos de alvos em escala nunca foram realizadas no Brasil. A presente iniciativa abre a possibilidade de outros trabalhos com modelos maiores e com mais riqueza de detalhes.

Quanto à forma geométrica, ressalte-se a influência da posição da placa plana em relação ao sinal incidente sobre os diagramas de refletividade e RCS. Planos inclinados em relação à vertical espalham a radiação incidente em outras direções, e reduzem a refletividade do alvo. Isto está apresentado na Figura 5.53 e, esses efeitos foram utilizados no projeto da fuselagem da aeronave F-117A (Figura G.5 no Apêndice G). Os

diedros não-ortogonais também produzem redução da RCS como apresentado nas Figuras 5.50 e 5.52. Esses resultados foram levados em consideração nos projetos das aeronaves F-117A (Figura G.5), F/A-22 (Figura G.8) e JSF X35 (Figura G.9), que possuem empenagens inclinadas em relação ao plano vertical e superfícies suaves como o bombardeiro B-2 (Figura G.6), que minimizam os efeitos de diedros que ocorrem na fuselagem de uma aeronave convencional.

A aplicação de MARE, como recobrimento de superfícies metálicas, também tem efeito acentuado na redução da RCS, conforme os resultados obtidos na placa plana (Figura 5.56) e nos diedros (Figuras 5.57 a 5.60). Para os diedros recobertos, a redução da RCS é superior a 95 % no ângulo de aspecto de 0° e frequência de 10 GHz.

Com este trabalho, é possível atestar que o sistema de medida de refletividade e RCS implantado na câmara anecóica do IFI possibilita obter bons resultados para incidência perpendicular ao alvo, e permite a caracterização de MARE em frequências da banda X.

Capítulo 7

Sugestões para Novos Estudos e Trabalhos Técnico-Científicos Gerados

7.1 – Sugestões para Trabalhos Futuros

Novos trabalhos devem ser desenvolvidos para a ampliação do conhecimento e para a formação de competências. É importante salientar que o controle de assinaturas de sinais de radar é uma área de interesse do Ministério da Defesa¹³. Na presente década, outros artigos e teses estão sendo publicados sobre predição e medição de RCS¹⁰⁷⁻¹¹².

Assim, é necessário continuar as pesquisas que envolvem o estudo da influência da polarização da onda eletromagnética nos diagramas de RCS, a obtenção da RCS de outros alvos complexos, o estudo de refletividade e RCS em sistemas biestáticos, o estudo de sistemas pulsados e análise de *clutter* nos diagramas de alvos conhecidos em campo aberto.

Especificamente, são propostos os seguintes trabalhos:

1. Desenvolvimento de um sistema em campo aberto para a medida de RCS de alvos simples com maiores dimensões, alvos complexos e modelos de alvos em maior escala, recobertos ou não com MARE, em outras bandas, além da banda X.
2. Estudo em câmara anecóica e campo aberto de diagramas de RCS de alvos simples e complexos com e sem MARE: comparação entre sistema CW e sistema pulsado.
3. Estudo de RCS de alvos com sistema transmissor / receptor na configuração biestática.

7.2 – Trabalhos Técnico-Científicos Gerados

Os artigos publicados em congressos referentes às pesquisas que culminaram nesta dissertação são:

1. *Backscattering Analysis of Flat Plate and Dihedral Corner Reflectors using PO and Comparison with RCS Measurements in Anechoic Chambers – IMOC 2003(Foz do Iguaçu).*
2. *Radar Cross Section Reduction of Dihedral and Trihedral Corner Reflectors Coated with Radar Absorbing Materials (8-12 GHz) – IMOC 2003 (Foz do Iguaçu).*
3. *Radar Absorbing Material (RAM) and Shaping on Radar Cross Section Reduction of Dihedral Corners – IMOC 2005 (Brasília).*
4. *Electromagnetic Signature on Scale Model of an Aircraft – IMOC 2005 (Brasília).*
5. *Simulations and Experimental Measurements of the Radar Cross Section of a Scale Model – MOMAG 2006 (Belo Horizonte).*
6. *Medição de Seção Reta Radar de Cones Circulares Retos na Frequência de 9,375 GHz (Banda X) - MOMAG 2006 (Belo Horizonte).*
7. *Validação de uma Esfera Metálica como Alvo de Calibração para Medida de Seção Reta Radar na Banda X - MOMAG 2006 (Belo Horizonte).*
8. *Permissividade Elétrica e Absorção de Microondas na Banda X de Compósitos de Resina Epóxi e Negro de Fumo Condutor MOMAG 2006 (Belo Horizonte).*

Capítulo 8

Referências

1. CURRIE, Nicholas (Ed.). **Radar reflectivity measurement: techniques and applications**. Norwood, MA: Artech House, 1989. 753 p.
2. KNOTT, Eugene; SHAEFFER, John; TULEY, Michael. **Radar cross section**. 2. ed. Norwood, MA: Artech House, 1993. 611 p.
3. KERR, D. E. **Propagation of short radio waves**. New York, NY: McGraw-Hill, 1947. (MIT. Radiation Laboratory Series; v. 13).
4. RUCK, G.T. et al. **Radar cross section handbook**. New York, NY: Plenum Press, 1970. 2v.
5. HINES, N. R.; MAVRIS, D. N. A parametric design environment for including signatures analysis in conceptual design. In: WORLD AVIATION CONGRESS AND EXPOSITION, 5. 2000, San Diego. **Proceedings...** San Diego, CA: SAE/AIAA, 2000. Disponível em: <<http://www.asdl.gatech.edu/publications/pdf/2000/AIAA-2000-01-5564.pdf>>. Acesso em: 18 maio.2006.
6. MORCHIM, William. **Airborne early warning radar**. Norwood, MA: Artech House, 1990. 461 p.
7. CRISPIN, J. W.; MAFFETT, A. L. Radar cross-section estimation for complex shapes. **Proceedings of the IEEE**, v. 53, n. 8, p. 972-982, Aug. 1965. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/iel5/5/31075/01446006.pdf>>. Acesso em: 06 jun.2006.
8. WHITE, M. O. Radar cross-section: measurement, prediction and control. **Electronics & Communication Engineering Journal**, v. 10, n. 4, p. 169-180, Aug. 1998.
9. ADAM, John A. How to design an 'invisible' aircraft. **IEEE Spectrum**, v. 25, n. 4, p. 26-31, April 1988.

10. GRANT, R. **The radar game, understanding stealth and aircraft survivability**. Arlington: IRIS Independent Research, 1998.
11. STONIER, Roger A. Stealth aircraft & technology from World War II to the Gulf. Part I: history and background. **SAMPE Journal**, v. 27, n. 4, p. 9-17, July/Aug. 1991.
12. STONIER, Roger A. Stealth aircraft & technology from World War II to the Gulf. Part II: applications and design. **SAMPE Journal**, v. 27, n. 5, p. 9-18, Sept./Oct. 1991.
13. **Concepção Estratégica: Ciência, Tecnologia e Inovação de Interesse da Defesa Nacional**, Ministério da Defesa; Ministério da Ciência e Tecnologia. Brasília: MD/MCT, 2004.
14. MIACCI, M.A.S. **Determinação experimental do espalhamento monoestático de microondas por alvos de geometrias simples**. 2002. 122f. Dissertação (Mestrado em Ciência) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA, São José dos Campos, 2002.
15. Chambers Encyclopaedia, v.11, p.423, 1973.
16. SKOLNIK, M. L. Fifty years of radar. **Proceedings of the IEEE**, v.73, n. 2, p.182-197, Feb. 1985.
17. VAN VALKENBURGH, N. **Radar básico**. v. 1, Rio de Janeiro: Freitas Bastos, 1968.
18. SKOLNIK, M.L. **Introduction to radar systems**. New York, NY: Mc-Graw Hill, 1962. 648 p.
19. BARTON, David K.; COOK, Charles E.; HAMILTON, P. **Radar evaluation handbook**. Norwood, MA: Artech House, 1991.
20. GLASER, J.I. Some results in the bistatic radar cross section (RCS) of complex objects. **Proceedings of the IEEE**, v.77, n. 5, p.639-648, May 1989.
21. BALL, Robert E. **The fundamentals of aircraft combat survivability analysis and design**. 2 ed. Monterey, CA: Naval Postgraduate School, 889 p. (AIAA Education Series).
22. MARLOW, H.C., et al. The RAT SCAT cross-section facility. **Proceedings of the IEEE**, v. 53, n.8, p.946, 1965.

23. Disponível em: <<http://gtresearchnews.gatech.edu>>. Acesso em: 15 fev. 2005.
24. RIBEIRO, J.A.J. **Comunicações Ópticas**. São Paulo: Editora Érica, 2003.
25. ELMORE, W.C.; HEALD, M.A. **Physics of waves**. Tokyo; McGraw Hill, 1969.
26. STRATTON, J.A. **Electromagnetic theory**. New York: McGraw Hill, 1941.
27. DINIZ, A.B.; FREIRE, G.F.O. **Ondas eletromagnéticas**. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1973.
28. REITZ, J.; MILFORD, F.J.; CHRISTY, R.W. **Fundamentos da teoria eletromagnética**. Rio de Janeiro: Campus, 1991. 516 p.
29. KRAUS, J.D. **Electromagnetics**. 3 ed. New York, NY: McGraw Hill, 1984.
30. HARRINGTON, R.F. **Time-harmonic electromagnetic fields**. New York, NY: McGraw-Hill, 1961.
31. GUENTHER, R.D. **Modern optics**. New York, NY: John Wiley & Sons, 1990. 696 p.
32. BALANIS, C.A. **Advanced engineering electromagnetics**. New York, NY: John Wiley & Sons, 1989. 981 p.
33. BALANIS, C.A. **Antenna theory: analysis and design**. 2 ed. New York, NY: John Wiley & Sons, 1997. 2 v.
34. BHATTACHARYYA, A.K.; SENGUPTA, D.L. **Radar cross section analysis and control**. Norwood, MA: Artech House, 1991. 308p.
35. KNOTT, Eugene F. A progression of high-frequency RCS prediction techniques. **Proceedings of the IEEE**, v. 73, n. 2, p. 252-264, Feb. 1985.
36. ABBÉ, D.; BOUST, F. Les effets des matériaux sur la signature électromagnétique des aéronefs. **La Recherche Aérospatiale**, n. 5-6, p.471-480, 1996.
37. BLACKSMITH, P.; HIATT, R.E; MACK, R.B. Introduction to radar cross-section measurements. **Proceedings of IEEE**, v.53, n. 8, p.901-920, Aug. 1965.

38. KOUYOUMJIAN, R.G.; PETERS, L.J. Range requirements in radar cross section measurements. **Proceedings of the IEEE**, v.53, n.8, p.920, Aug. 1965.
39. CRISPIN, J. W.; MAFFETT, A. L. Radar cross-section estimation for simple shapes. **Proceedings of the IEEE**, v. 53, n.8, p. 833, Aug. 1965.
40. ROSS, R.A. Radar cross section of rectangular flat plates as a function of aspect angle. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v.14, n. 3, May, 1966.
41. CRISPIN, J.M.; SIEGEL, K.M. **Methods of radar cross-section analysis**. New York, NY: Academic Press, 1968.
42. MATTSON, G.R. Backscattering from a thin metallic disk. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-19, n. 1, January 1971.
43. KNOTT, E.F. *et al.* High frequency scattering from a metallic disk. **Proceedings of the IEE**, v. 118, n. 12, December 1971.
44. SENIOR, T.B.A. Disk scattering at edge-on incidence. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-17, n. 6, November 1969.
45. BECHTEL, M. E. Application of geometric diffraction theory to scattering from cones and disks. **Proceedings of the IEEE**, v. 53, August 1965.
46. ROSS, R.A. Small-angle scattering by a finite cone. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-17, n. 2, March 1969.
47. KELLER, J.B. Backscattering from a finite cone – theory and experiment. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-8, n. 2, March 1960.
48. SCHULTZ, F.V. *et al.* The theoretical and numerical determination of the radar cross section of a finite cone. **Proceedings of the IEEE**, v. 53, August 1965.
49. HODGE, D.B.; SCHULTZ, F.V. The Born approximation applied to electromagnetic scattering from a finite cone. **Proceedings of the IEEE**, v. 53, August 1965.

50. KNOTT, E.F. RCS reduction of dihedral corners. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, May 1977.
51. ANDERSON, W.C. Consequences of nonorthogonality on the scattering properties of dihedral reflectors. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-35, n. 10, October 1987.
52. GRIESSER, T.; BALANIS, C.A. Dihedral corner reflector backscatter using higher order reflections and diffractions. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-35, n. 11, November 1987.
53. YOUSSEF, N. N. Radar cross section of complex targets. **Proceedings of the IEEE**, v. 77, n. 5, May 1989.
54. SENIOR, T.B.A. A survey of analytical techniques for cross-section estimation. **Proceedings of the IEEE**, August 1965.
55. STONE, W. R. Special issue on radar cross sections of complex objects. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-37, n. 5, May 1989.
56. STONE, W. R. Special issue on radar cross sections of complex objects. **Proceedings of the IEEE**, v. 77, n. 5, May 1989.
57. JENN, David C. **Radar and laser cross section engineering**. Published by American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. Monterey, CA, 1995.
58. ODENDAAL, J. W.; GRYGIER, D. RCS measurements and results of an engine-inlet system design optimization. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 42, n. 6, December 2000.
59. NERI, Filippo. **Introduction to electronic defense systems**. 2. ed., Norwood, MA: Artech House, 2001.
60. **International Encyclopedia of Composites**, v. 6, VHC Publishers, New York, 1991.

61. JOHNSON, R.N. **Radar-absorbing material: a passive role in an active scenario.** The International Countermeasure Handbook, 11 ed.
62. WESTON, V.H. Theory of absorbers in scattering. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, September 1963.
63. OLMEDO, L.; HOURQUEBIE, P.; JOUSSE, F. **Microwave properties of conductive polymers.** Synthetic Metals 69, 1995.
64. NOHARA, E.L.; MARTIN, I.M; REZENDE, M.C. Processamento e caracterização de materiais absorvedores de radiação eletromagnética baseados em espumas poliuretânicas e ferritas (8-12 GHz). **Anais do 7º Congresso Brasileiro de Polímeros.** Belo Horizonte, Novembro 2003.
65. FOLGUERAS, L.C.; FAEZ, R.; REZENDE, M.C. Waveguide characterization of flexible absorbing material. **Proceedings SBMO/IEEE IMOC 2003.**
66. FOLGUERAS, L.C.; FAEZ, R.; REZENDE, M.C. Absorvedores de microondas com o polímero condutor polianilina. **Proceedings SBMO 2002.**
67. LOPES, C.M.A.; PEIXOTO, G.G.; REZENDE, M.C. Materiais multicamadas absorvedores de microondas baseados em polímeros e carga condutora. **XV Congresso Brasileiro de Ciência e Engenharia dos Materiais**, Natal, RN, 2002.
68. FRANCHITTO, M. et al. Electromagnetic behavior of radar absorbing materials based on conducting polymers. **Proceedings SBMO/IEEE IMOC 2001.**
69. BISCARO, R.S. et al. Performance evaluation of conducting polymer paints as radar absorbing materials (RAM). **Proceedings SBMO/IEEE IMOC 2003.**
70. LOPES, C.M.A.; REZENDE, M.C. Nãotecido de poliacrilonitrila impregnado com polipirrol: efeito do tempo de dopagem na eficiência de absorção de microondas. **Anais do 7º Congresso Brasileiro de Polímeros.** Belo Horizonte, Novembro 2003.

71. LOPES, C.M.A.; PEIXOTO, G.G.; REZENDE, M.C. Microwave absorption effectiveness of nonwoven support impregnated with carbon black. **Proceedings SBMO/IEEE IMOC 2003.**
72. DIAS, J.C.; MARTIN, I. M.; REZENDE, M.C. Influência de ferritas tipo NiZn e MnZn no processamento de revestimento absorvedores de radiação na faixa de 2-18 GHz. **CBEMAG 2000.**
73. SILVA, F.S. et al. Obtenção de absorvedores ressonantes na faixa de 2-18 GHz aditivadas com ferritas e fibras de carbono. **CBEMAG 2000.**
74. MIACCI, M.A.S. et al. Radar cross section measurements (8-12 GHz) of flat plates painted with microwave absorbing materials. **Proceedings SBMO/IEEE IMOC 2001.**
75. ANDRADE, L. A. et al. Backscattering analysis of flat plate and dihedral corner reflectors using PO and comparison with RCS measurements in anechoic chamber. **Proceedings SBMO/IEEE IMOC 2003.**
76. NOHARA, E.L. et al. Radar cross section reduction of dihedral and trihedral corner reflectors coated with radar absorbing materials (8-12 GHz). **Proceedings SBMO/IEEE IMOC 2003.**
77. GRIESSER, T.; BALANIS, C.A.; LIU, K. RCS analysis and reduction for lossy dihedral corner reflectors. **Proceedings of the IEEE**, v. 77, n. 5, May 1989.
78. CORONA, P.; FERRARA, G.; GENNARELLI, C. Backscattering by loaded and unloaded dihedral corners. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-35, n. 10, October 1987.
79. VON HIPPEL, A.R. **Dielectric materials and application.** John Wiley & Sons, New York, 1954.
80. WEIR, W.B. Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies. **Proceedings of the IEEE**, v. 62, n. 1, January 1974.

81. NICOLSON, A.M.; ROSS, G.F. Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. IM-19, no. 4, November 1970.
82. **Materials measurement: measuring the dielectric constant of solids with the HP 8510 network analyzer**. Hewlett Packard Product Note 8510-3, August 1, 1985.
83. LAVERGHETTA, T. S. **Microwave measurements and techniques**. Dedham, MA: Artech House, 1976.
84. LAVERGHETTA, T. S. **Modern microwave measurements and techniques**. Norwood, MA: Artech House, 1988.
85. DIXON, P. F. Microwave absorbers: theory, design and test. *Microwave Journal: Euroglobal Edition*, v.36, n.11, p.88, 1993.
86. Disponível em:
<www.boeing.com/companyoffices/gallery/images/f15/f15photos.htm>. Acesso em: 22 abr. 2005.
87. Disponível em : < www.sr-71.org/photogallery/index.htm >. Acesso em: 15 jun. 2005.
88. Disponível em: < www.f117a.com >. Acesso em: 15 jun. 2005.
89. DORNHEIM, M.A. Fly-by-wire controls key to 'pure' stealth aircraft. **Aviation Week & Space Technology**, April 9, 1990.
90. DORNHEIM, M.A. USAF display of F-117A reveals new details of stealth aircraft. **Aviation Week & Space Technology**, April 30, 1990.
91. DOUG, R. **Guerra eletrônica – guias de armas de guerra**, v. 1. Tradução: Vera Cecília Machline. São Paulo: Nova Cultural, 1986.
92. Disponível em: <www.airforce-technology.com/projects/b2/>. Acesso em: 22 jul. 2005.

93. ODENDAAL, J. W.; GRYGIER, D. RCS Measurements and results of an engine-inlet system design optimization. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 42, n. 6, December 2000.
94. BURGELMAN, R.A.; MAIDIQUE, M.A.; WHEELWRIGHT, S.C. **Strategic management of technology and innovation**. 2 ed., McGraw-Hill, 1995.
95. PROCTOR, Paul. Indoor test range checks JSF radar signature. **Aviation Week & Space Technology**, April 2000.
96. FULGHUM, D.A. Striking concepts. **Aviation Week & Space Technology**, November 2004.
97. DYBDAL, R.B. Radar cross section measurements. **Proceedings of the IEEE**, v. 75, n. 4, April 1987.
98. TAVORMINA, J. Instrumentation radars fulfill role in RCS measurement. **MSN & CT**, February 1985.
99. KNOTT, E.F.; SENIOR, T.B.A. How far is far? **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, September 1974.
100. Thomson Inc., **Luneberg reflectors and lenses**, Technical Bulletin, France, September 1988.
101. Disponível em: <<http://www.embraercommercialjets.com.br>>. Acesso em: 10 ago. 2005.
102. LOPES, C. M. A. Desenvolvimento de absorvedor dielétrico multicamadas à base de negro de fumo condutor e borracha SBR. Relatório reservado da Divisão de Materiais / IAE / CTA, 2005.
103. SHIRAI, H.; ISHIKAWA, T.; WATANABE, Y. A study of a radar cross-section measurements in an anechoic chamber. **Electrical Engineering in Japan**, v. 123, n.1, 1998.

104. SULLIVAN, R. J. **Radar foundations for imaging and advanced concepts**. Raleigh, NC: SciTech Publishing Inc, 2004.475 p.
105. JOHNSON, R.C. *et al.* Compact range techniques and measurements. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-17, n. 5, September 1969.
106. MING, L.I.; BEN-QING, G.A.O. Comparison of backscattering from cylinders with different cross section. **Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics CEEM'2000**, May 2000. Shanghai, China.
107. FRANCHITTO, M. **Caracterização eletromagnética de materiais absorvedores de microondas**. 2001. 169f. Dissertação (Mestrado em Ciência) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica – ITA, São José dos Campos, 2001.
108. INASAWA, I.C.; MAKINO, S. Prediction of far-field bistatic scattering cross section using spherical, cylindrical and planar scanned near-field data. **11 International Conference on Antennas and Propagation**, 17-20 April 2001. Conference publication n. 480, IEEE 2001.
109. ALFONZETTI, S.; BORZI, G. A fast method for computation of the bistatic radar cross section. **IEEE Transactions on Magnetism**, v. 36, n. 4, July 2000.
110. BRADLEY, C.J. *et al.* Issues in the calibration of bistatic RCS measurements. **11 International Conference on Antennas and Propagation** 17-20 April 2001. Conference Publication n. 480.
111. VAN CAPPELLEN, W. A.; Jongh, R.V.; Ligthart, L.P. Potentials of ultra-short-pulse time domain scattering measurements. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 42, n. 4, August 2000.
112. GRECO, M.; BORDONI, F.; GINI, F. X-band sea-clutter nonstationarity: influence of long waves. **IEEE Journal of Oceanic Engineering**, v. 29, n. 2, April 2004.

113. KRAUS, John D. **Antenas**. Traduzido por Paulo Antônio Mariotto. Editora Guanabara Koogan S.A. Rio de Janeiro, 1983.

Apêndice A

Programa em MATLAB para Cálculo do Espalhamento do Campo Elétrico sobre uma Superfície Perfeitamente Condutora

O programa calcula o espalhamento do campo elétrico sobre uma superfície condutora retangular de dimensões: $a = 3\lambda$ e $b = 2\lambda$ ^{32,33}. Considera-se que, a amplitude do campo elétrico incidente é de 100 mV/m e a frequência de 10 GHz. O ângulo entre o sinal incidente e a normal à placa é de 30°. O programa permite traçar o diagrama em duas dimensões.

```
clear all;
c = 3.e8;
f = 10.e9;
l = c/f;
i = 0;
r = 1;
I = sqrt(-1);
Eo = 100;
a = 3*l;
b = 2*l;
beta = 2 * pi / l;
tetai = pi / 6;
for tetasgrau = -90.:0.11:90.
    i = i + 1;
    tetas = (pi / 180.) * tetasgrau;
    x(i) = beta * b / 2 * (sin(tetas) - sin(tetai));
    es(i) = abs(-I * a * b * beta / (2 * pi) * (exp(-I * beta * r) / r) * cos(tetas) * Eo * sin(x(i)) / x(i));
end;
angteta = -90.:0.11:90.;
plot (angteta, es, 'k');
xlabel (' Ângulo de Aspecto (graus)');
ylabel (' Espalhamento do Campo Elétrico');
```

Apêndice B

Programa em MATLAB para Cálculo de RCS de Placa Plana

Programa 1 – Programa para calcular a RCS de uma placa plana e quadrada de aresta igual a 5λ .

```

clear all;
eps = 0.000001;
i = 0;
for teta = -90.:0.1:90.
    i = i + 1;
    tetarad = (pi/180.)*teta;
    if tetarad == 0
        rcs(i) = 2500 * pi + eps;
    else
        u = 10 * pi * sin(tetarad);
        rcs(i) = 2500 * pi * (cos(tetarad). * sin(u)./u).^2 + eps;
    end
end
rcsdB = 10.*log10(rcs);
ang = -90.:0.1:90.;
plot(ang,rcsdB,'k');
xlabel (' Ângulo de Aspecto (graus)');
ylabel (' RCS /(lambda)2 (dB)');

```

Programa 2 - Programa para calcular a RCS de uma placa plana e quadrada de aresta

0,2 m na frequência f .

```

clear all;
eps = 0.000001;
f = ____;
l = 3.0e8 / f;
b = 0.2;
k = 2.0 * pi / l;
i = 0;
for teta = -90.:0.1:90.
    i = i + 1;
    tetarad = (pi / 180.) * teta;
    if tetarad == 0
        rcs(i) = (4.0 * pi * b^4 / l^2) + eps;
    else
        u = k * b * sin(tetarad);
        rcs(i) = (4.0 * pi * b^4 / l^2) * (cos(tetarad) * sin(u) / u)^2 + eps;
    end
end
rcsdB = 10. * log10(rcs);
ang = -90.:0.1:90.;
plot(ang, rcsdB, 'k');
xlabel('Ângulo de Aspecto (graus)');
ylabel('RCS(dBm2)');

```

Apêndice C

Função de Bessel de Primeira Espécie e Primeira Ordem

A equação diferencial de Bessel é escrita como:

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} + (x^2 - p^2)y = 0; \quad p \geq 0. \quad (\text{C.1})$$

As soluções desta equação são chamadas de funções de Bessel de ordem p . As soluções gerais são:

$$y(x) = A_1 J_p(x) + B_1 J_{-p}(x) \quad p \neq 0, 1, 2, \dots, \quad (\text{C.2})$$

ou:

$$y(x) = A_2 J_p(x) + B_2 Y_p(x) \quad p = 0, 1, 2, \dots, \quad (\text{C.3})$$

onde:

$$J_p(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m (x/2)^{2m+p}}{m!(m+p)!}, \quad (\text{C.4})$$

$$J_{-p}(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m (x/2)^{2m-p}}{m!(m-p)!}, \text{ e} \quad (\text{C.5})$$

$$Y_p(x) = \frac{J_p(x) \cos(p\pi) - J_{-p}(x)}{\text{sen}(p\pi)}. \quad (\text{C.6})$$

A expressão (C.4) é a função de Bessel de primeira espécie e ordem p . A expressão (C.6) é a função de Bessel de segunda espécie e ordem p .

A equação (2.14) fornece a RCS do disco pela técnica *PO*. Na equação, $J_1(u)$ é a função de Bessel de primeira espécie e ordem 1, que é escrita conforme (C.7):

$$J_1(u) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m (u/2)^{2m+1}}{m!(m+1)!}. \quad (\text{C.7})$$

Apêndice D

Programa em MATLAB para Cálculo de RCS de Disco

Programa para calcular a RCS de um disco de raio 0,1 m na frequência de 10 GHz.

```

clear all;
eps = 0.000001;
f = 10.0e9;
a = 0.1;
l = 3.0e8 / f;
i = 0;
for teta = -90.:0.1:90.
    i = i + 1;
    tetarad = (pi/180.)* teta;
    if tetarad == 0
        rcs(i) = 4.0 * pi^3 * a^4 / l^2 + eps;
    else
        u = (4.0 * pi * a) / l * sin(tetarad);
        x1 = 4.0 * pi^3 * a^4 / l^2;
        x2 = 2.0 * besselj(1,u) / u;
        rcs(i) = x1 * (x2 * cos(tetarad)).^2 + eps;
    end
end
rcsdB = 10.*log10(rcs);
ang = -90.:0.1:90.;
plot(ang,rcsdB,'k');
xlabel ('Ângulo de Aspecto (graus)');
ylabel ('RCS (dBm2)');

```

Apêndice E

Programa em MATLAB para Cálculo de RCS de Cilindro

O programa deste apêndice calcula a RCS de um cilindro metálico, maciço, de comprimento 30 cm e 10 cm de diâmetro. A frequência é de 10 GHz.

```

clear all;
eps = 0.000001;
i = 0;
l = 0.3;
a = 0.05;
f = 10.0e9;
lambda = 3.0e8 / f;
k = 2 * pi / lambda;
for teta = -180.:0.1:180.
    i = i + 1;
    tetarad = teta * pi / 180.;
    if (tetarad == -pi / 2 | tetarad == pi / 2)
        r_csc(i) = (k * a * l^2) + eps;
    else
        y = k * l * cos(tetarad);
        r_csc(i) = k * a * l^2 * sin(tetarad) * (sin(y) ./ y).^2 + eps;
    end
end
i = 0;
for teta = -180.:0.1:180.
    i = i + 1;
    tetarad = (pi / 180.) * teta;
    if (tetarad == -pi | tetarad == 0 | tetarad == pi)
        rscd(i) = (4.0 * pi^3 * a^4 / lambda^2) + eps;
    else
        u = (4. * pi * a / lambda) * sin(tetarad);
        x1 = 4.0 * pi^3 * a^4 / lambda^2;
        x2 = 2.0 * besselj(1,u) / u;

```

```
        rcsd(i) = x1 * (x2 * cos(tetarad))^2 + eps;
    end
end
rcs = r csc + rcsd;
ang = -180.:0.1:180;
rcsdB = 10.*log10(rcs);
plot(ang,rcsdB,'k');
xlabel ('Ângulo de Aspecto (graus)');
ylabel ('RCS (dBm2)');
```

Apêndice F

Programa em MATLAB para Cálculo de RCS de Diedro

Programa para calcular a RCS de diedros: ortogonal e de faces desiguais.

```

clear all;
a =
b =
c = 3.e8;
f =
lambda = c / f;
k = 2 * pi / lambda;
l =
I = sqrt(-1);
betagrau =
beta = betagrau * pi / 180;
alfa = pi - 3 * beta;
gama = a tan((b * sin(2 * beta)) / (a - b * cos(2 * beta)));
lim = 50 * pi / 180;
fi = -lim : lim / 500 : lim;
for i = 1 : length(fi)
    if (fi(i) <= -alfa)
        a1 = 0;
    else
        if (-alfa <= fi(i) & fi(i) <= (gama - alfa))
            a1 = a;
        else
            a1 = b * sin(beta - fi(i)) / sin(3 * beta - fi(i));
        end;
    end;
end;
if (fi(i) <= (gama - beta))
    b1 = a * sin(beta + fi(i)) / sin(3 * beta + fi(i));
else
    if ((gama - beta) < fi(i) & fi(i) <= alfa)
        b1 = b;
    end;
end;

```

```

else
    b1 = 0;
end;
end;
P1 = beta + fi(i);
Q1 = k * a * cos(beta + fi(i));
R1 = k * a;
P2 = beta - fi(i);
Q2 = k * a * cos(beta - fi(i));
R2 = k * b;
P3 = 3 * beta + f(i);
Q3 = k * b1 * cos(2 * beta) * cos(beta + fi(i));
R3 = k * b1;
P4 = 3 * beta - fi(i);
Q4 = k * a1 * cos(2 * beta) * cos(beta - fi(i));
R4 = k * a1;
S = (R1 * sin(P1) * (exp(-I * 2 * Q1) - 1) / Q1) + (R2 * sin(P2) * (exp(-I * 2 * Q2) - 1) / Q2) + ...
    + (R3 * sin(P3) * (exp(-I * 2 * Q3) - 1) / Q3) + (R4 * sin(P4) * (exp(-I * 2 * Q4) - 1) / Q4);
rcs(i) = 10 * log10 ((l^2) / (4 * pi) * abs(S)^2);
end;
plot (fi * 180 / pi, rcs);
xlabel ('Ângulo de Aspecto (graus)');
ylabel ('RCS (dBm2)');
xlim([-45,45])

```

Apêndice G

Características de Aeronaves Furtivas

Aeronaves furtivas são difíceis de serem detectadas porque são desenhadas para ter um valor mínimo de RCS nas frequências dos radares inimigos. De acordo com a Tabela 2.3, um jumbo comercial possui uma RCS ao redor de 100 m^2 (20 dBm^2). Um caça convencional possui uma RCS de 2 a 6 m^2 (3 a $7,8 \text{ dBm}^2$)^{9,60}.

As características da RCS dos aviões F-117A e B-2 são secretas. No entanto, estima-se que a RCS do F-117A é de somente $0,1 \text{ m}^2$ (-10 dBm^2) e o B-2 possui uma RCS estimada de $0,01 \text{ m}^2$ (-20 dBm^2) o que corresponde à RCS de um pássaro⁶⁰.

Uma aeronave furtiva é uma antena transmissora ruim¹⁰. Desenhar uma aeronave de baixa RCS requer uma relação de compromisso entre as características de baixa visibilidade ao radar e o desempenho aerodinâmico necessário para aviões militares. A maioria das aeronaves foi desenhada para ter bom desempenho e não para ser furtiva. Como exemplo, tem-se o caça F-15 (Figura G.1).



Figura G.1 – Aeronave F-15⁸⁶.

Devido ao fato das aeronaves convencionais terem numerosos efeitos de diedros e superfícies planas perpendiculares ao sinal do radar, a RCS é relativamente alta. Além disso, outros elementos contribuem para a alta RCS. Outra aeronave que foi projetada para ter bom desempenho, sem que as características de furtividade ao radar fossem importantes, é a aeronave A-10. A Figura G.2 mostra esta aeronave e as principais contribuições para a RCS¹⁰.

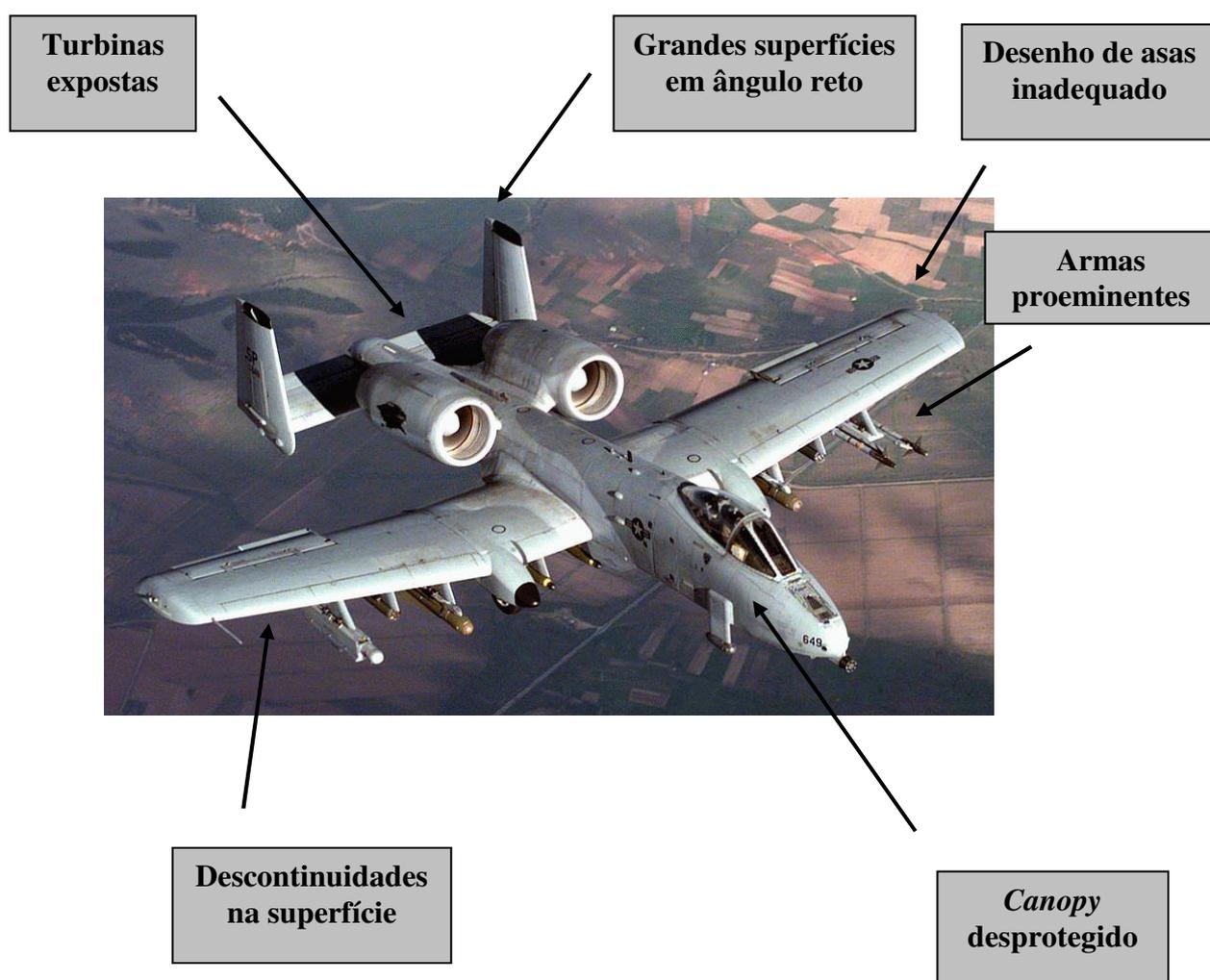


Figura G.2 – Aeronave A-10 e as principais contribuições para a RCS¹⁰.

Uma aeronave convencional como a A-10 possui um grande número de elementos espalhadores que proporcionam uma elevada RCS. Os estabilizadores verticais e horizontais são grandes superfícies em ângulo reto. A fuselagem e o desenho das asas

formam diedros e são também fontes de difração e reflexão especular. A presença de armamentos expostos contribui para a RCS pelo mecanismo de difração¹⁰.

As descontinuidades e inclinações bruscas produzem o espalhamento de ondas de superfície. Finalmente, o *cockpit* e as cavidades das turbinas são fontes de múltiplas reflexões que contribuem significativamente para a elevação da RCS^{10,93}.

A aeronave *Blackbird SR-71* foi a primeira a incorporar a tecnologia *LO* ao desenho¹⁰. Essa aeronave, apresentada na Figura G.3, realizou seu vôo inaugural em dezembro de 1964¹¹.



Figura G.3 – Aeronave Blackbird SR-71⁸⁷.

A cauda da aeronave SR-71 foi minimizada e construída em parte com MARE. Os desenhistas modificaram a fuselagem, tradicionalmente arredondada, por uma fuselagem com superfícies com inclinação suave. A parte inferior da aeronave foi feita

essencialmente plana. Fez-se uso extensivo de MARE nos bordos de ataque de forma a absorver as ondas eletromagnéticas incidentes¹⁰.

Nos anos de 1970, a empresa americana *Lockheed* construiu dois protótipos de aeronaves furtivas chamadas *Have Blue*. A Figura G.4 apresenta os esboços dessa aeronave.

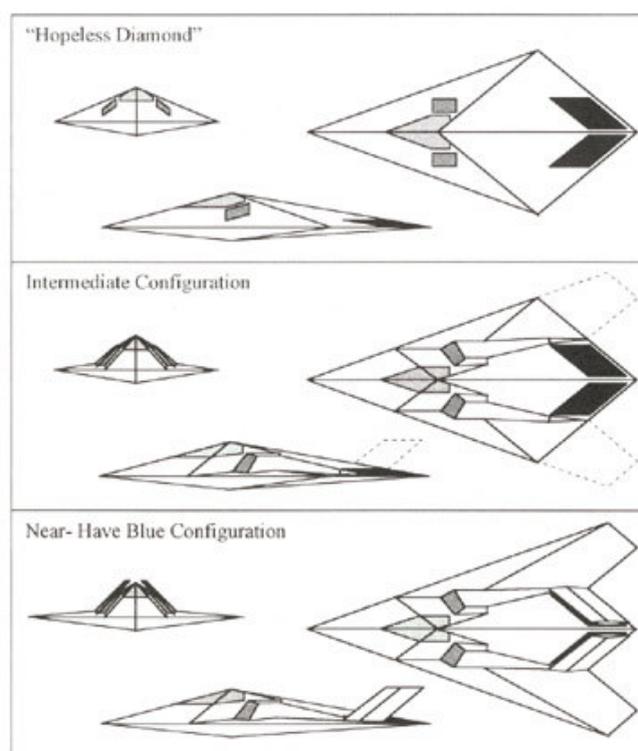


Figura G.4 – Idéias que levaram ao desenvolvimento do *Have Blue*⁸⁸.

Os planos do *Have Blue* foram usados posteriormente para otimizar o desenho *LO* da aeronave F-117A¹¹.

O desenvolvimento do F-117A teve início em 1978 e tornou-se operacional em 1983⁸⁹. Usada apenas para ataques noturnos⁹⁰, a aeronave F-117A, com planos em ângulos, é apresentada na Figura G.5.



Figura G.5 - F-117A: planos em ângulos na fuselagem controlam a reflexão especular e as ondas de superfície⁸⁷.

O F-117A tem baixa RCS devido à forma que é quase que exclusivamente composta por placas inclinadas em ângulos maiores que 30° em relação à vertical⁸⁹. As entradas de ar da aeronave são cobertas por grades. Cada grade tem uma malha de $1,5\text{ cm} \times 1,5\text{ cm}$ que é a metade do comprimento de onda do sinal de banda X^{10,90}. As turbinas possuem MARE nas paredes internas e o *canopy* também é protegido¹⁰. O F-117A não possui as superfícies da cauda em ângulo reto (Figura G.5). O ângulo da cauda, em forma de V, é menor que 90° para prevenir sua ação como refletor de canto⁹⁰. Além disso, há a ausência de munições externas e discontinuidades na superfície da fuselagem, recoberta de MARE¹⁰. O *canopy* tem suas extremidades em forma de serra para limitar a refletividade em direção ao radar⁹⁰.

Nem todos os componentes de uma aeronave são passíveis de uma remodelagem. No entanto, sabe-se que bordas das asas e da cauda, tomadas de ar e outras características estruturais podem atuar como refletores altamente eficientes. As

aeronaves de movimentação furtiva sacrificam a eficiência da tomada de ar em favor da redução da RCS. As configurações potenciais incluem entradas de ar embutidas e várias formas de tomadas de ar dorsais⁹¹.

A forma de poliedro das aeronaves Have Blue e F-117A é devida largamente à limitada habilidade para prever matematicamente a RCS na década de 1970, quando as aeronaves foram projetadas. Era mais fácil calcular a RCS de superfícies planas que calcular a RCS de curvaturas complexas. As ferramentas de projeto, desenvolvidas desde então, permitiram o desenho de formas arredondadas utilizadas no bombardeiro B-2^{60,89}. Desenvolvido na década de 1980, o desenho do B-2, apresentado na Figura G.6, tem como objetivo desviar em vez de refletir a energia incidente^{10,91}. Essas superfícies possibilitam a redução da assinatura radar, apesar das dimensões físicas da aeronave¹⁰.

O desenho do B-2 permitiu a eliminação de estabilizadores verticais convencionais e facilitou a incorporação de MARE e a encoberta de armamentos na fuselagem¹⁰.



Figura G.6 – Bombardeiro B-2: superfícies arredondadas⁹².

A aeronave B-2 também possui, além da fuselagem, entradas de ar em forma de serra^{10,93}. Isto possibilita a reflexão do sinal de radar para outras direções. A Figura G.7 apresenta detalhes da fuselagem do bombardeiro B-2.



Figura G.7 – Bombardeiro B-2: entradas de ar em forma de serra⁹².

No desenvolvimento do B-2 foi feito uso de modelos em escala em câmara anecóica. Estudos com o auxílio de computador foram extensivamente feitos para obter o projeto *LO* do B-2¹¹. Nessa aeronave verifica-se *inovação na arquitetura*⁹⁴.

Uma vez que superfícies planas agem como bons refletores, os projetos de tecnologia furtiva tendem a eliminar certas características como o estabilizador vertical, ou, pelo menos, deslocá-lo da inclinação vertical. Essa característica é incorporada no caça F/A-22, conforme apresentado na Figura G.8.



Figura G.8 – F/A-22 ⁸⁶.

O primeiro vôo do caça F/A-22 ocorreu em 1997. A previsão é que se torne operacional em 2006. Desenvolvida pela Lockheed Martin e a Boeing, essa aeronave substitui os F-15. A força aérea norte-americana planeja ter um total de 339 aeronaves até 2013 ^{86,92}.

Outra aeronave que possui baixa assinatura de sinais de radar é a *Joint Strike Fighter (JSF)* (Figura G.9). Sobre essa aeronave, desenvolvida pela Boeing, um modelo em escala real foi testado na década de 90 em uma câmara anecóica de 33 m x 60 m. O objetivo do teste é validar a predição da RCS e o desempenho de suas antenas. As especificações para a aeronave JSF é que tenha uma RCS de $0,001 \text{ m}^2$ ou -30 dBm^2 o que corresponde a uma bola de golfe (3,5 cm de diâmetro) ⁹⁵.



Figura G.9 - Aeronave JSF X35 ⁹².

Além da redução da RCS outras características devem ser observadas para se ter uma aeronave furtiva.

O som pode fornecer informação sobre uma aeronave. Ruídos distintos, como o das pás do rotor de um helicóptero, podem classificar o tipo de aeronave¹⁰. Minimizar as maiores fontes de som, especialmente de turbinas, é uma importante fonte para a furtividade.

Aeronaves furtivas também incorporam reduções de assinatura térmica. O desempenho subsônico afigura-se melhor, pois o nível de aquecimento da fuselagem induzido pelo vôo supersônico faz da aeronave um alvo fácil para os sensores infravermelhos⁹². Turbinas e sistemas de exaustão são as fontes de infravermelho mais significativas. A redução da assinatura de infravermelho requer a redução da temperatura das turbinas que é feita pela mistura de ar resfriado com o ar quente, na exaustão. As aeronaves F-117 e B-2 não usam pós-combustão e assim não possuem velocidades supersônicas que podem aumentar a emissão de infravermelho em mais de

50 vezes¹⁰. Uma característica importante do F/A-22 é que pode voar com velocidade supersônica (acima de *Mach* 1,5) sem a necessidade de pós-combustão⁹².

Atualmente, os esforços na tecnologia furtiva estão, também, na redução da assinatura de infravermelho, através da redistribuição do calor na superfície da aeronave, eliminando pontos quentes. Também, trabalha-se num recobrimento exterior que, quando carregado eletricamente, oferecerá tonalidades de azul e cinza que, em grandes altitudes, evita a detecção óptica⁹⁶.

Apêndice H

Considerações sobre Campo Distante

A definição formal de RCS apresentada no item 2.4 requer uma separação física infinita entre o radar e o alvo. Esse requisito significa que o alvo deve ser iluminado por uma onda plana, que é impossível de se obter na prática. Na realidade, o radar transmite potência finita, é posicionado a uma distância finita do alvo conforme apresentado na Figura H.1 e, além disso, sua sensibilidade de recepção é limitada. A consideração sobre degradação das medidas e possibilidade de erros levou ao desenvolvimento do critério de campo distante, que é baseado na minimização dos desvios de fase no alvo^{1,97,98}.

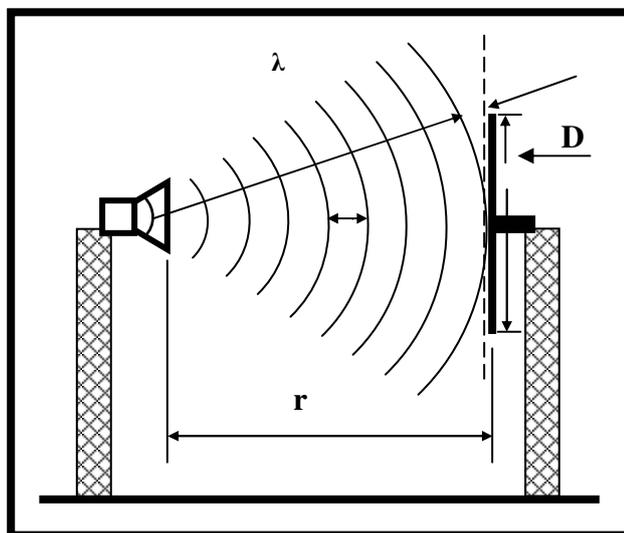


Figura H.1 – Frente de onda esférica incidente no alvo.

A amplitude e a fase da onda plana incidente são constantes, como requer a definição formal da RCS, e perpendicular à direção de propagação. Na prática, a instrumentação de medida fica a uma distância finita do objeto de teste, resultando em uma frente de fase incidente não-plana e sim esférica. A questão é saber qual desvio é

permitido na fase e na amplitude na onda incidente. Knott² afirma que a resposta a essa questão é parcialmente subjetiva. Segundo o autor, o cálculo do desvio de fase da frente de onda incidente esférica na dimensão transversal do alvo pode ser obtida através da geometria apresentada na Figura H.2. No diagrama, r é a distância do radar ao alvo, D é a dimensão transversal do alvo e $r + \delta$ é a distância entre o extremo do alvo e a antena.

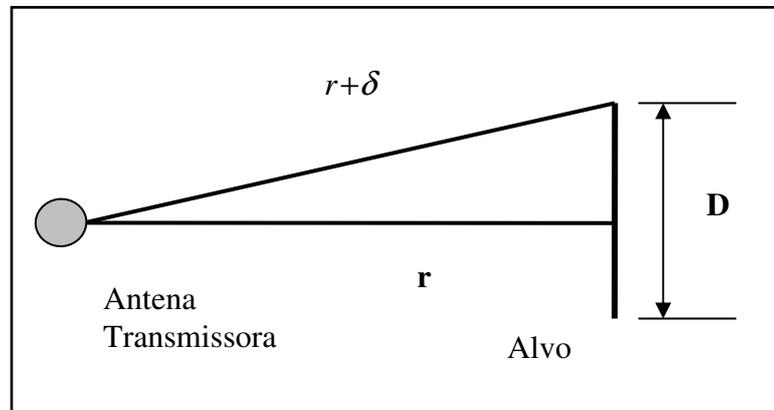


Figura H.2 – Desvio de fase da frente de onda esférica incidente^{2,113}.

Para medidas precisas de campo distante ou região de Fraunhofer é necessário que a antena transmissora esteja a uma distância suficientemente grande. A uma distância infinita normal ao centro do alvo, os campos chegarão com a mesma fase. Com uma distância finita r , como na Figura H.2, o campo na borda do alvo é atrasado em fase com relação ao campo no centro do alvo^{2,113}. Referindo-se ao diagrama da Figura H.2, tem-se:

$$r^2 + 2r\delta + \delta^2 = r^2 + \frac{D^2}{4}. \quad (\text{H.1})$$

Se $\delta \ll D$ e $\delta \ll r$, a equação (H.1) simplifica-se para:

$$r \cong \frac{D^2}{8\delta}. \quad (\text{H.2})$$

Assim, a distância mínima de r depende do valor máximo de δ . Balanis^{32,33} e Kraus¹¹³ recomendam que δ seja igual ou menor que $\lambda/16$. Então:

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda}. \quad (\text{H.3})$$

A diferença de fase para $\delta = \lambda/16$ é $22,5^\circ$, uma vez que a diferença de fase é igual a $\frac{360^\circ}{\lambda} \delta$.

A limitação em $22,5^\circ$ para diferença de fase é puramente arbitrária. Kouyoumjian e Peters³⁸ encontram outros valores para desvio de fase para diferentes valores de campo distante. No entanto, aceitando-se o critério definido pela equação (H.3), os erros de medição de RCS para uma onda esférica incidente são menores do que 1 dB ¹. Para Knott e Senior⁹⁹, distância menor que a apresentada pela equação (H.3) geralmente produz a redução da amplitude do lóbulo principal e altera os níveis dos lóbulos laterais.

A Figura H.3 apresenta o efeito teórico nas medidas de RCS de um alvo de 10λ de comprimento, uniformemente iluminado. As distâncias vão desde o infinito, onde o erro na fase é zero, até a distância de $0,5 \frac{D^2}{\lambda}$, na qual o erro na fase é de 90° . Os diagramas de refletividade foram gerados considerando-se as distâncias entre o radar e o alvo dadas pela expressão (4.1):

$$r = P \frac{D^2}{\lambda}, \quad (\text{4.1})$$

na qual $P = 2$ designa o padrão para campo distante.

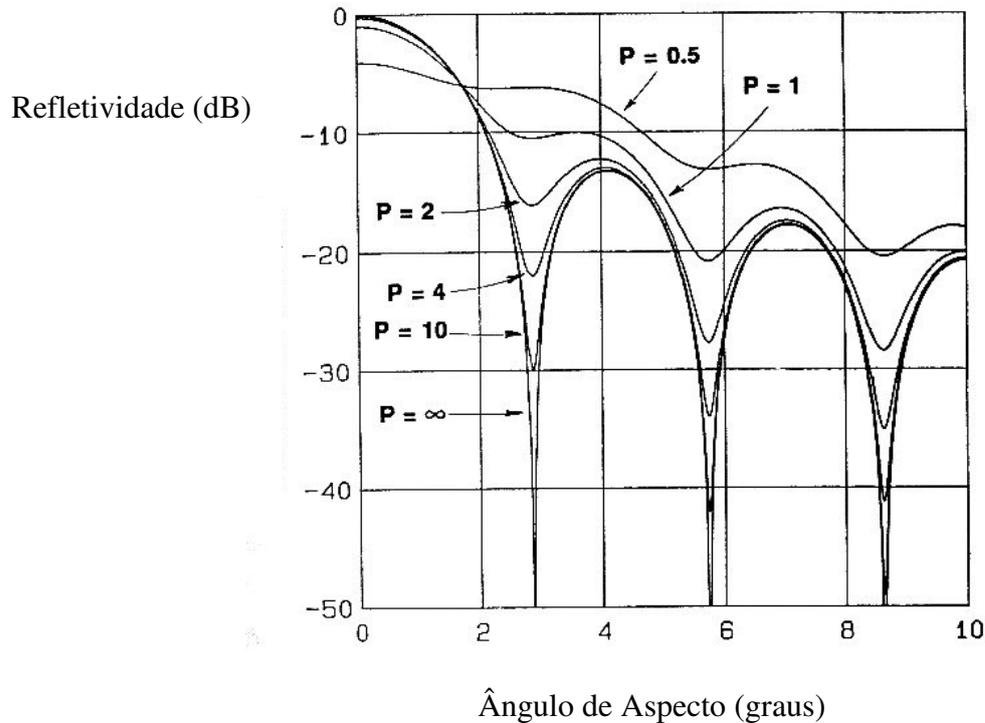
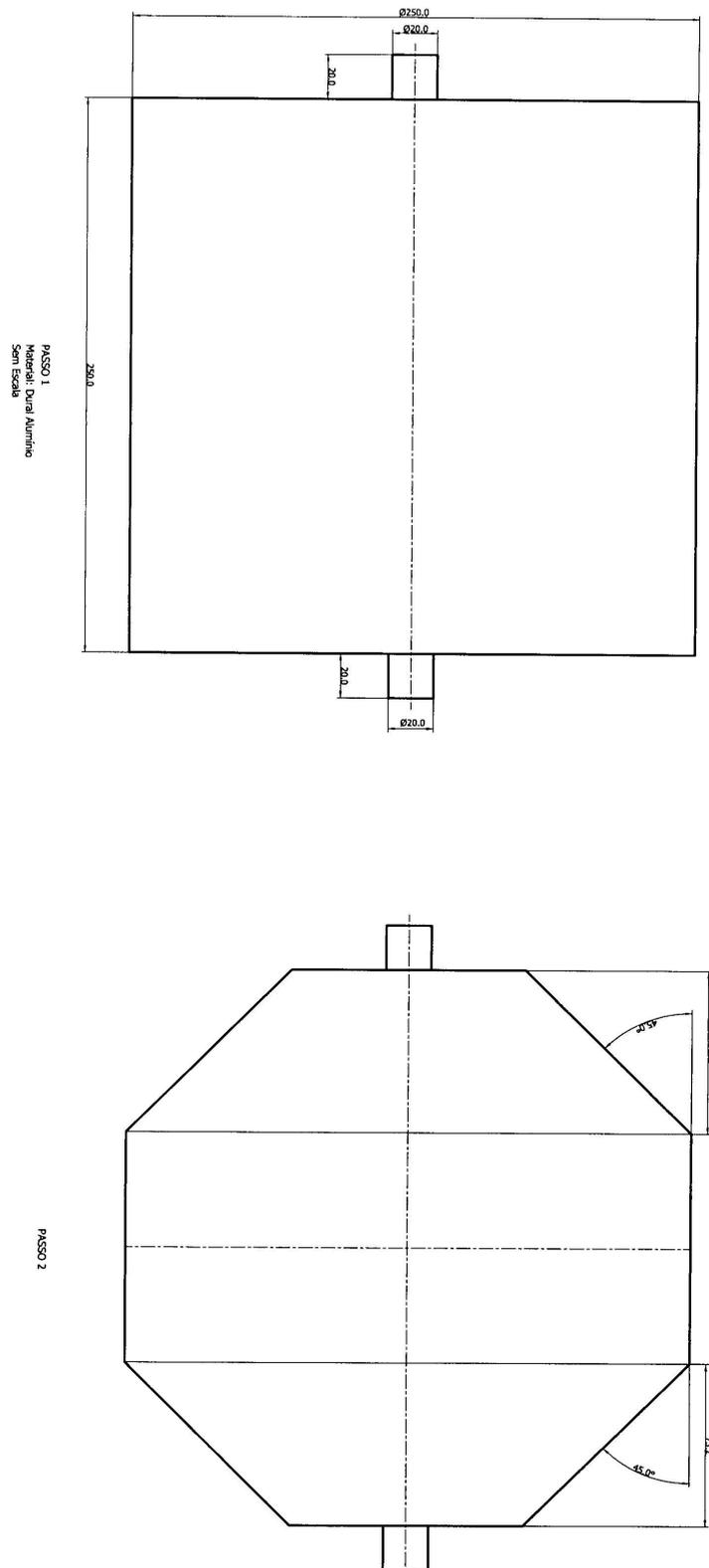


Figura H.3 - Efeito na medida da refletividade para um alvo de 10λ de comprimento para várias distâncias¹ (adaptado).

À medida que a distância r diminui, os lóbulos tornam-se menos pronunciados, de tal forma que, para o padrão para campo distante, ou seja, quando $P = 2$, o primeiro nulo ocorre em apenas 16 dB abaixo do lóbulo principal.

Um outro efeito do campo próximo é a gradual elevação dos níveis dos lóbulos laterais, à medida que o radar se aproxima do alvo. Com respeito aos nulos, o erro na medição em campo próximo para os lóbulos laterais diminui com o aumento do número desses lóbulos.

Constata-se, também, como efeito do campo próximo, uma redução da amplitude do lóbulo principal. Como se verifica na Figura H.3, o erro é de aproximadamente 0,25 dB, para $P = 2$; 1 dB para $P = 1$; e 4 dB abaixo do valor ideal de campo distante para $P = 0,5$ ¹.

Anexo A**Projetos dos Principais Alvos de Geometrias Simples e Complexas****Figura A.1** – Projeto da esfera: fase inicial.

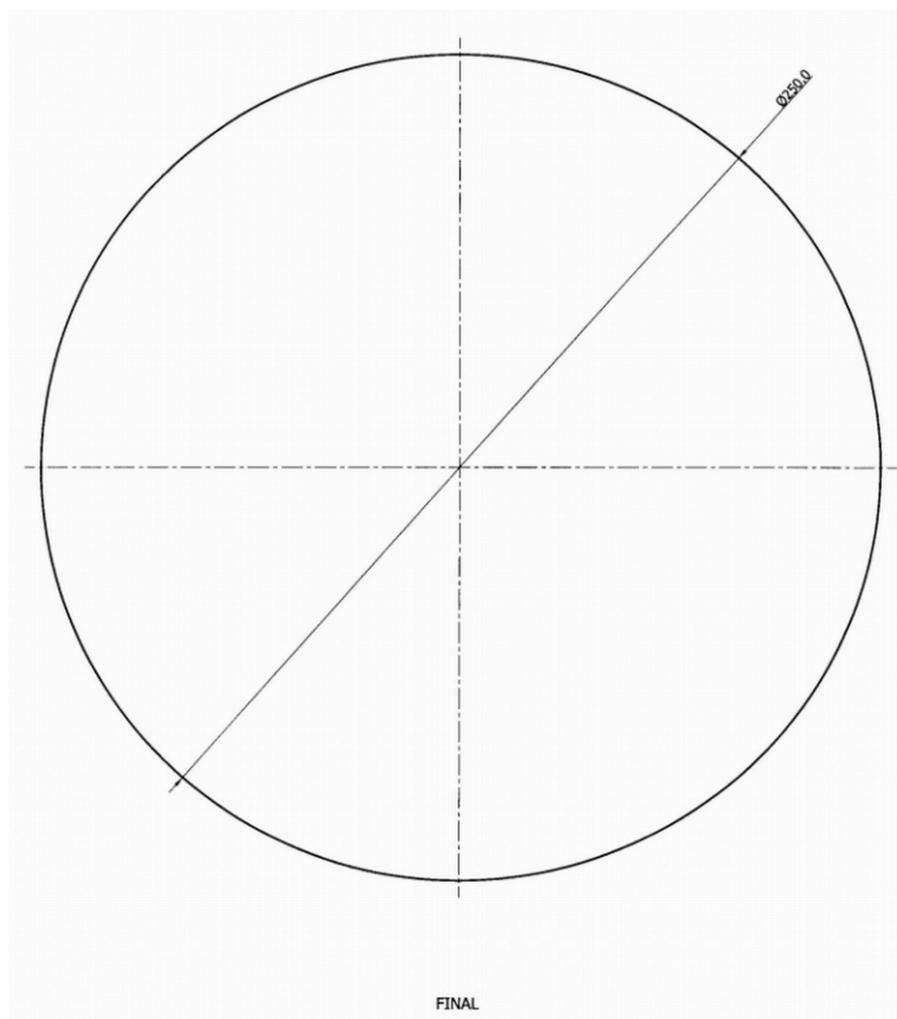
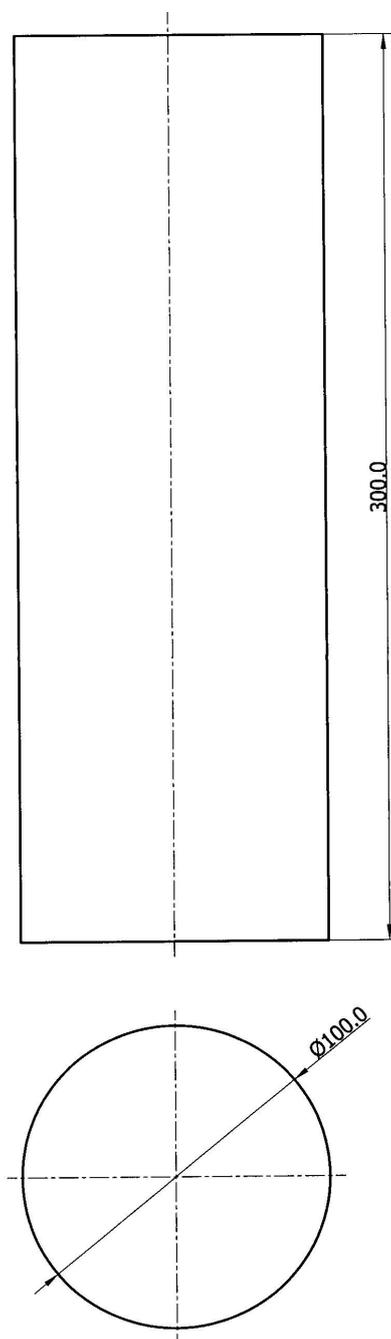


Figura A.3 – Projeto da esfera: fase final.



Material = Dural Alumínio
Escala: 1:2

Figura A.4 – Projeto do cilindro de 30 cm de comprimento e 10 cm de diâmetro.

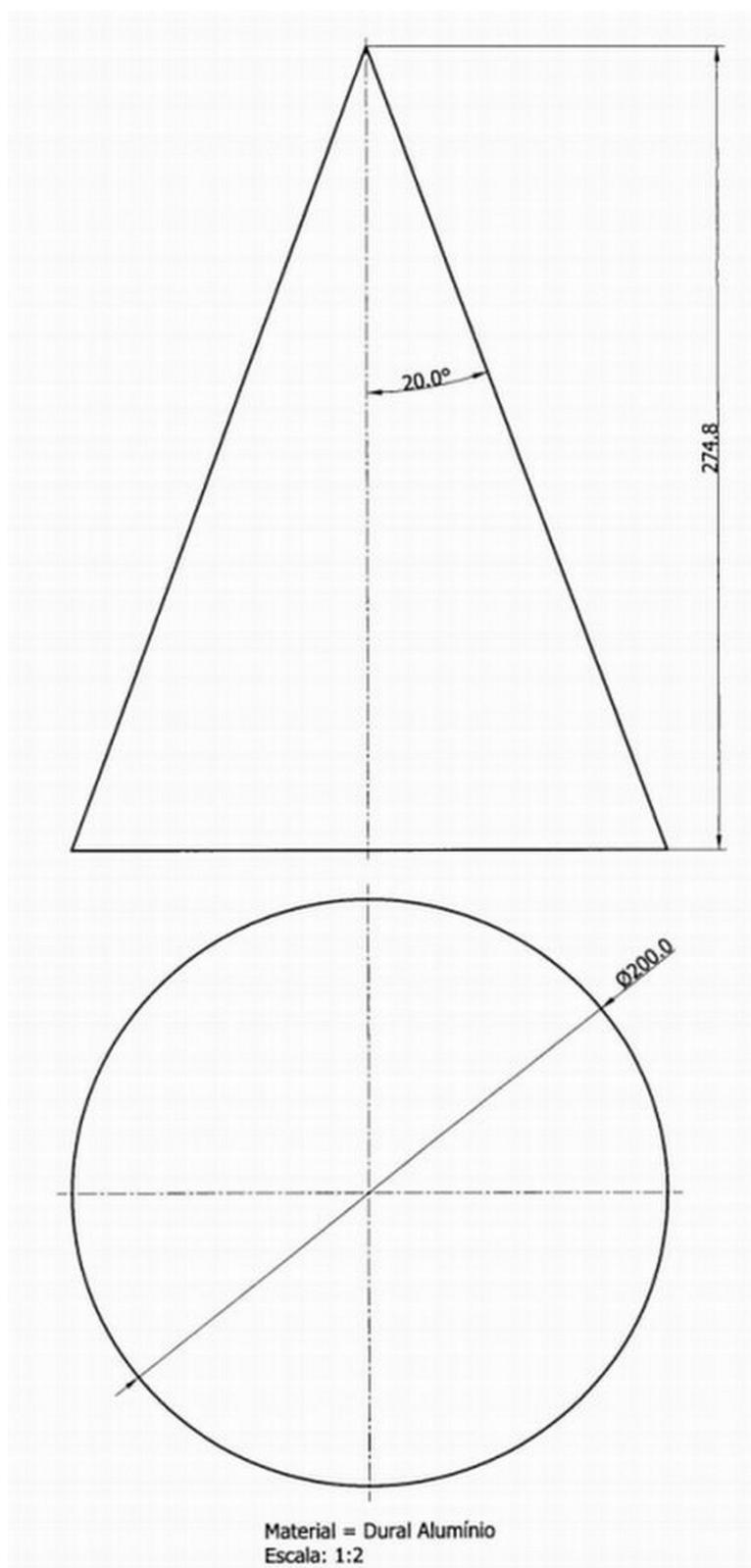


Figura A.5 – Projeto do cone 1.

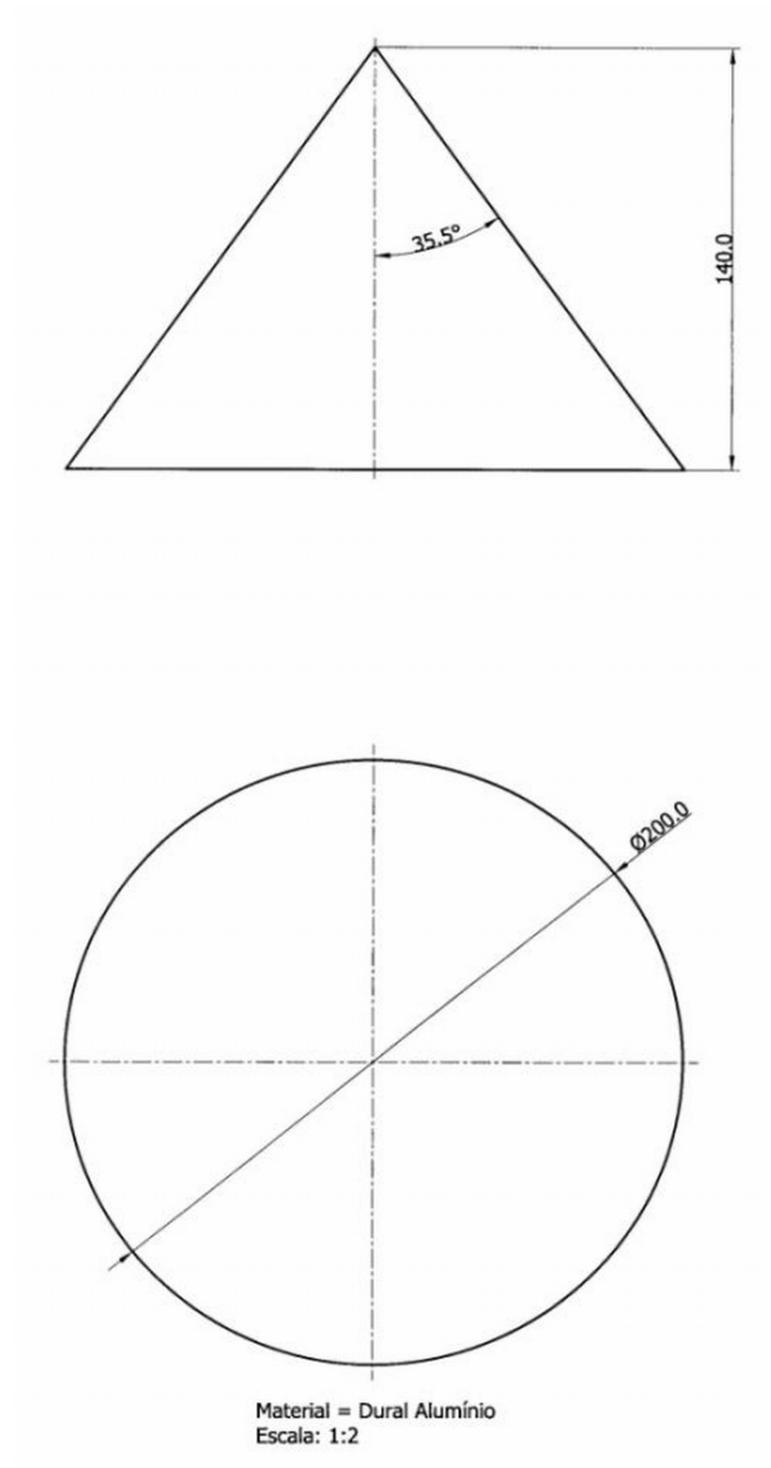


Figura A.6 – Projeto do cone 2.

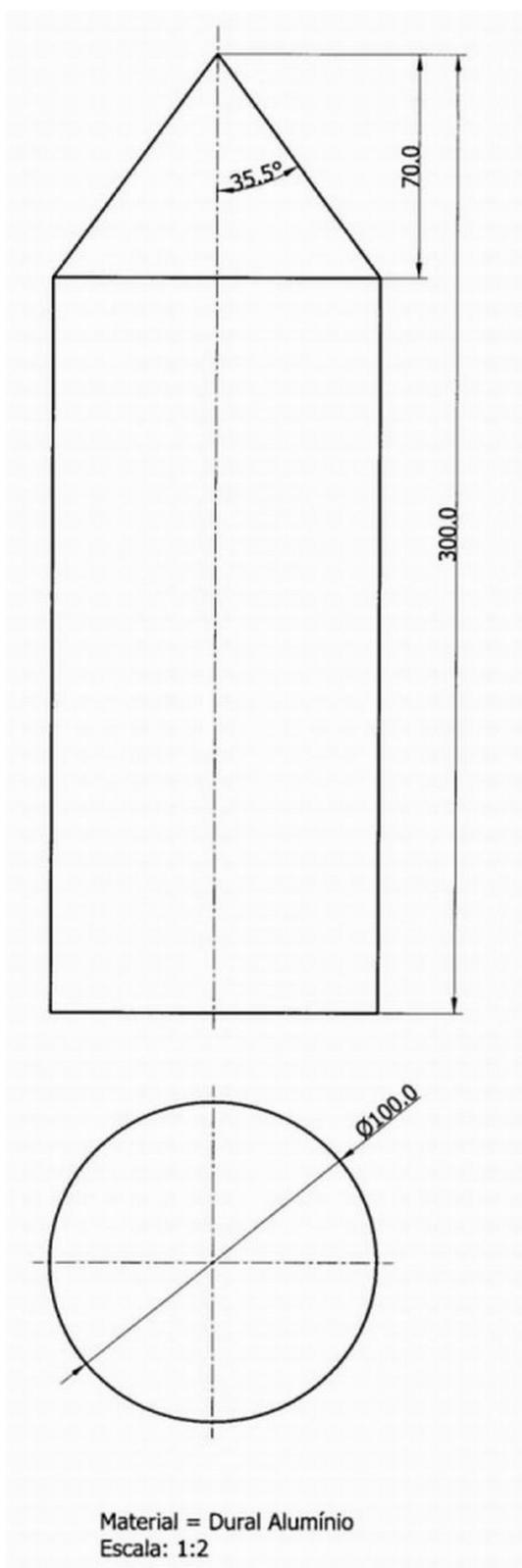


Figura A.7 – Projeto do cilindro-cone.

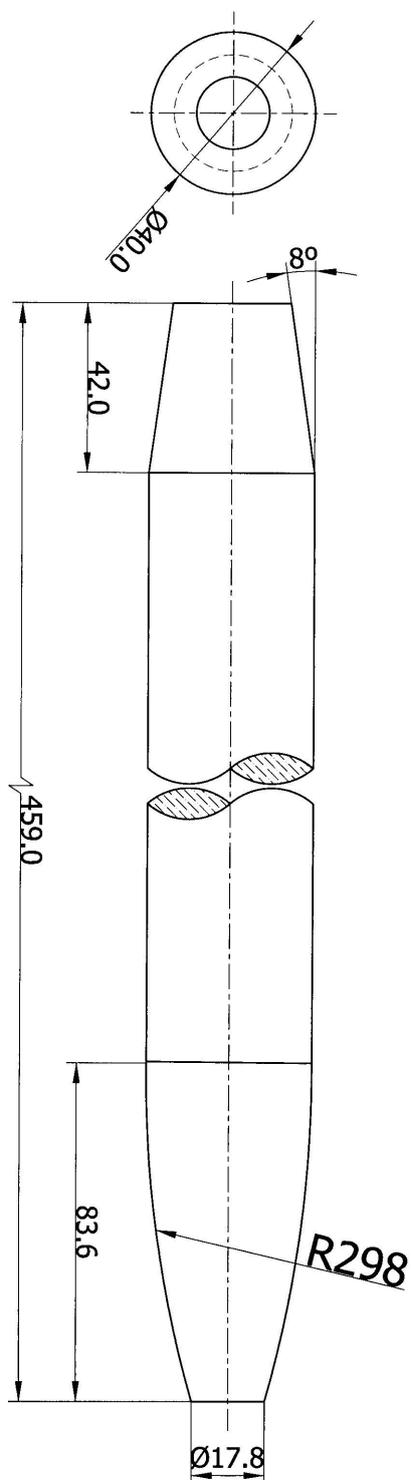


Figura A.8 – Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: fuselagem.

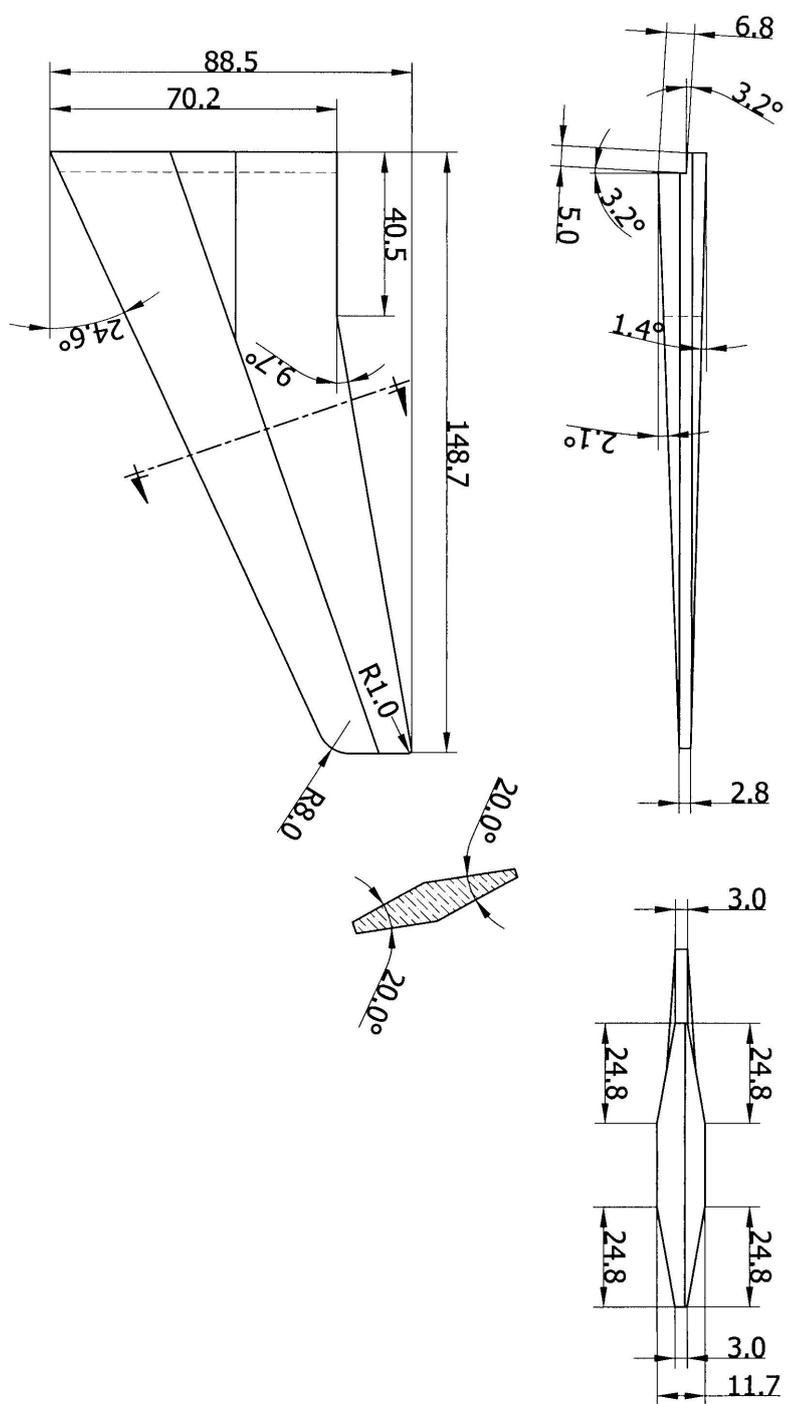


Figura A.9 – Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: asa esquerda.

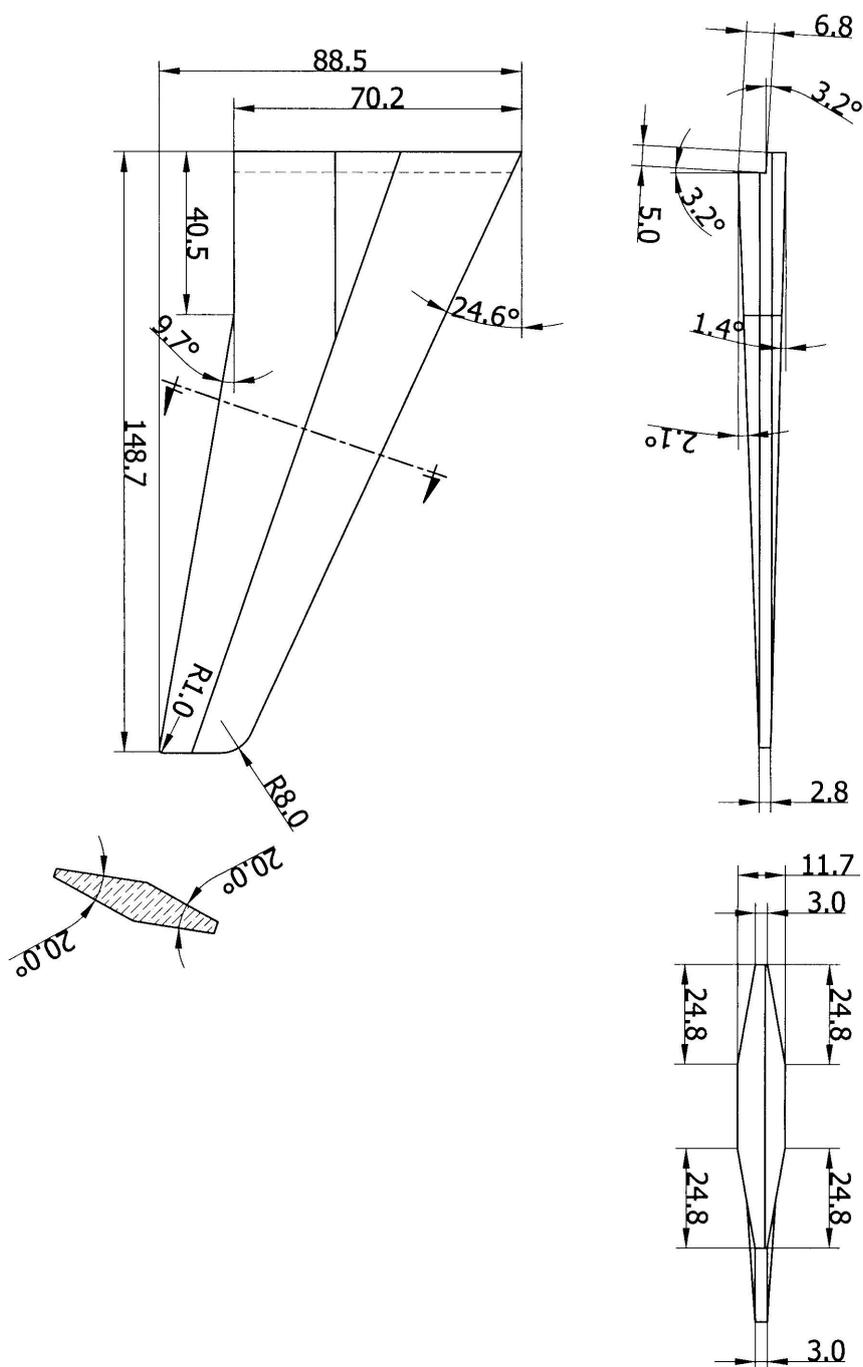


Figura A.10 – Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: asa direita.

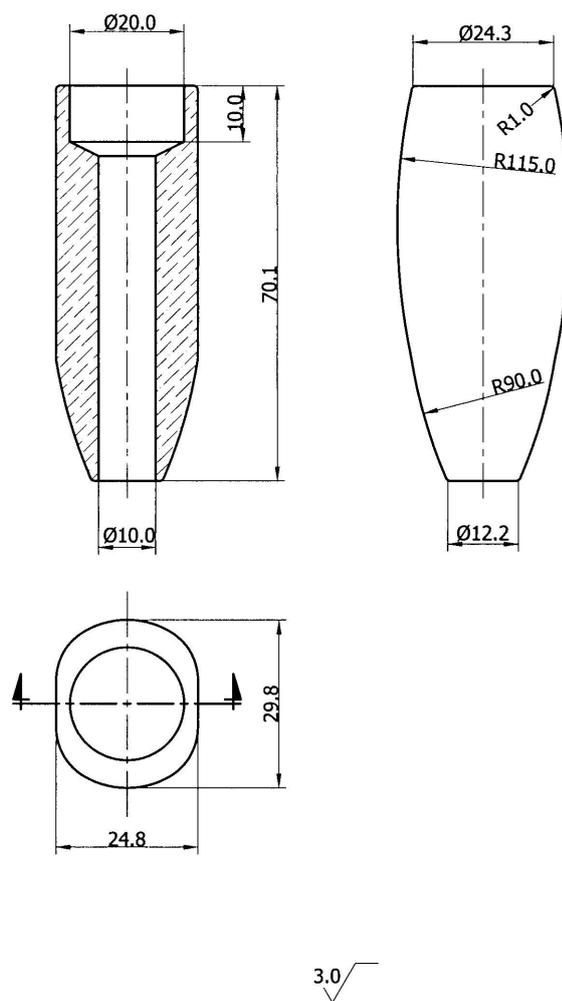


Figura A.11 – Projeto do modelo da aeronave da ERJ-145: turbina.

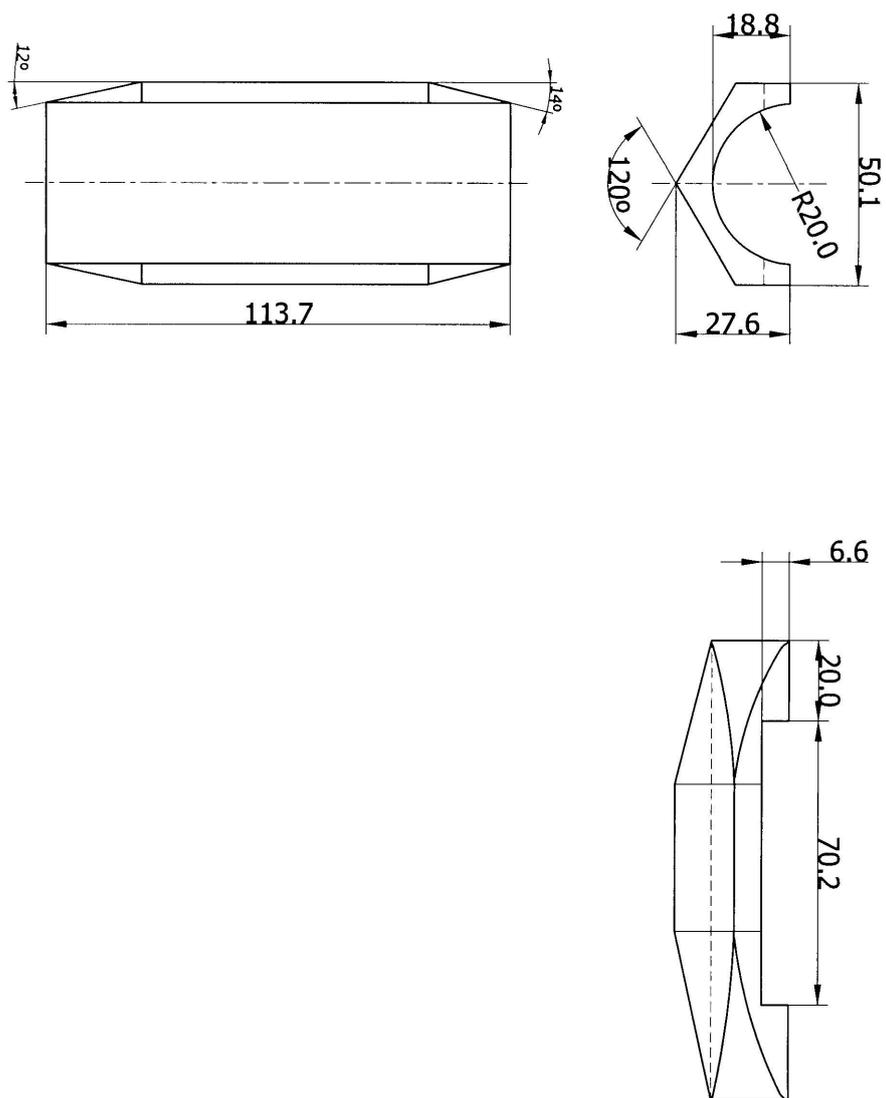


Figura A.12 – Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: suporte das asas.

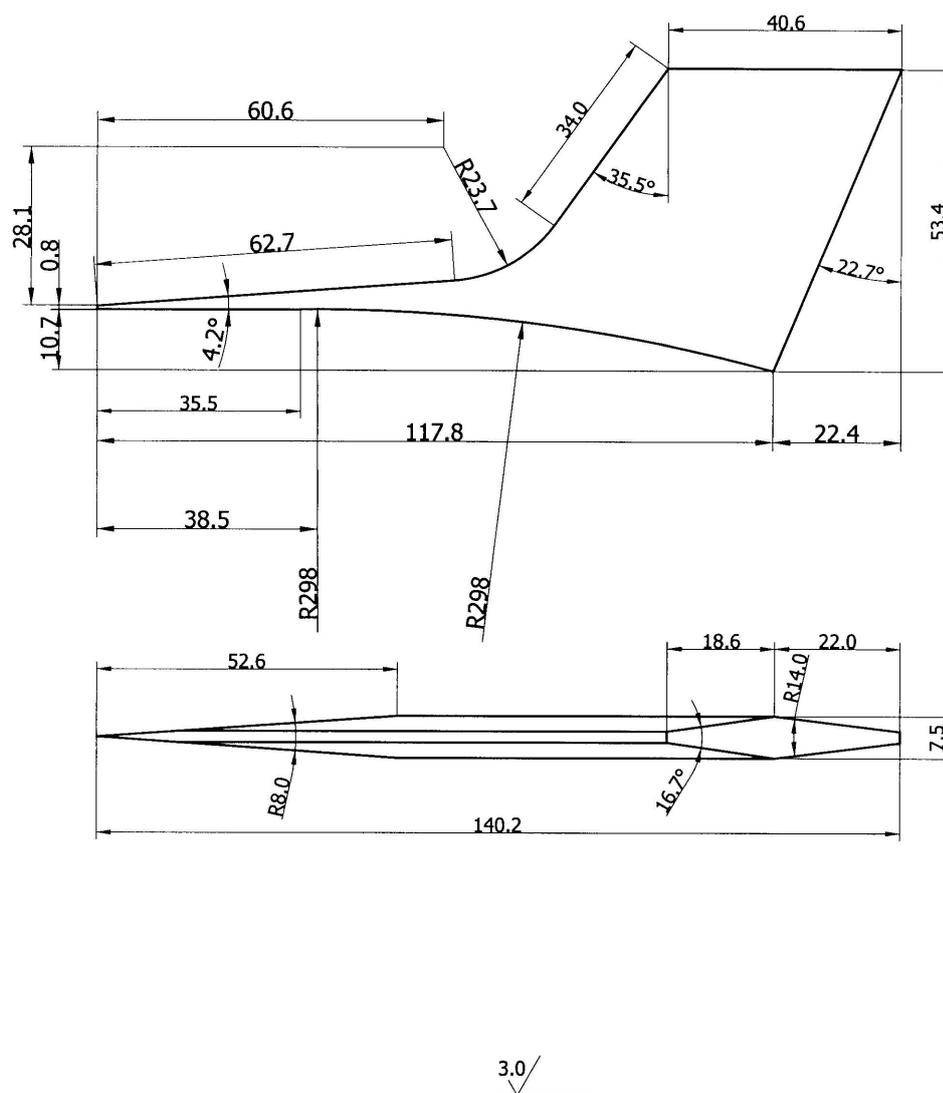


Figura A.13 – Projeto do modelo da aeronave da ERJ-145: empena da cauda.

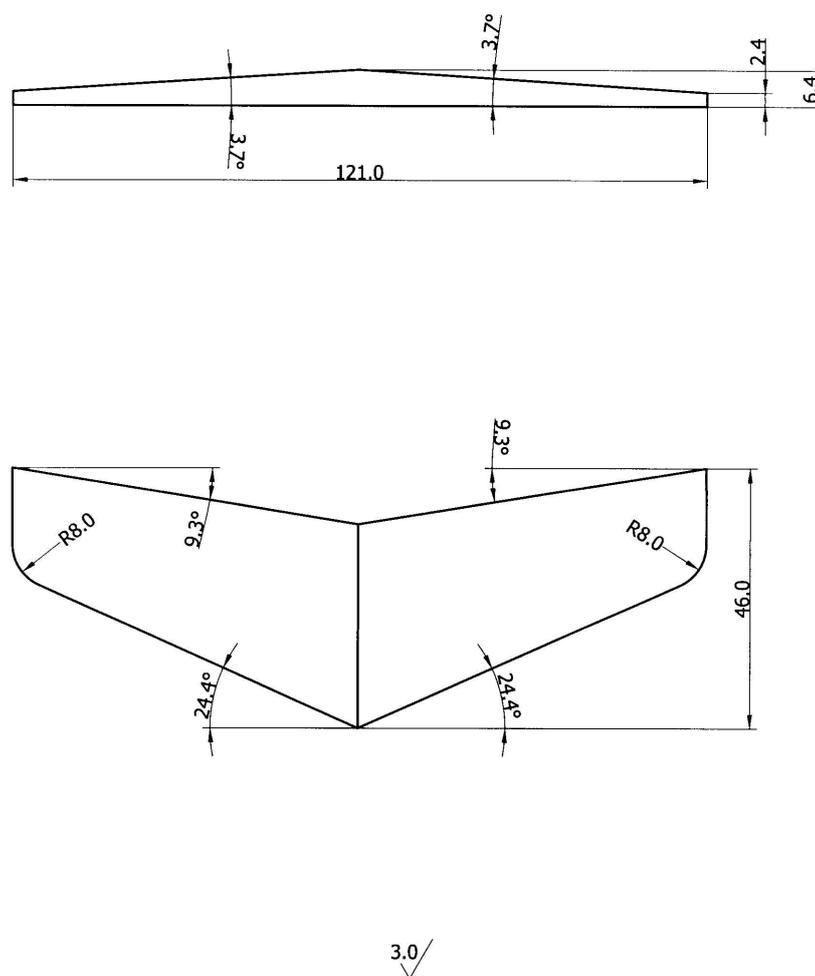


Figura A.14 – Projeto do modelo da aeronave ERJ-145: estabilizador.

FOLHA DE REGISTRO DO DOCUMENTO

1. CLASSIFICAÇÃO/TIPO TM	2. DATA 07 de dezembro de 2006	3. DOCUMENTO N° CTA/ITA-IEE/TM-026/2006	4. N° DE PÁGINAS 210
5. TÍTULO E SUBTÍTULO: Assinaturas de sinais de radar de alvos simples e de modelos de alvos complexos: um estudo na banda X em câmara anecóica.			
6. AUTOR(ES): Guilherme Gomes Peixoto			
7. INSTITUIÇÃO(ÕES)/ÓRGÃO(S) INTERNO(S)/DIVISÃO(ÕES): Instituto Tecnológico de Aeronáutica. Divisão de Ensino Fundamental – ITA/IEF			
8. PALAVRAS-CHAVE SUGERIDAS PELO AUTOR: 1. Radar cross section; 2. Alvos para radar; 3. Material absorvedor de radiação eletromagnética.			
9. PALAVRAS-CHAVE RESULTANTES DE INDEXAÇÃO: Seções transversais de radar; Aquisição de alvos; Absorvedores (materiais); Radiação eletromagnética; Estrutura de geometria variável; Câmaras antieco; Engenharia eletrônica; Engenharia de materiais			
10. APRESENTAÇÃO: ITA, São José dos Campos, 2006, 210 páginas			
		<input checked="" type="checkbox"/> Nacional	<input type="checkbox"/> Internacional
11. RESUMO: Este trabalho apresenta um estudo de assinaturas de sinais de radar de alvos de geometrias simples e complexas, na faixa de frequências de 8 – 12 GHz (banda X). Os alvos de geometrias simples estudados são: esfera, placa plana, disco, cilindro, cone e refletores de canto (diedros e triedro). Como alvo de geometria complexa caracterizado tem-se o modelo em escala da aeronave ERJ-145. Os diagramas de refletividade são obtidos em câmara anecóica, na condição quase-monoestática. A calibração do sistema de medidas, na banda X, é realizada pelo uso de uma lente de Luneberg e uma placa plana. Apresenta-se um amplo e detalhado arquivo de diagramas de RCS (<i>Radar Cross Section</i>), dos alvos de geometrias simples, cujas informações apóiam a caracterização do alvo de geometria complexa. A redução de RCS é também avaliada considerando-se os parâmetros geometria do alvo e a aplicação de Material Absorvedor de Radiação Eletromagnética (MARE). Entre os resultados coletados pode-se mencionar que o diedro de 50° apresenta uma redução de RCS, no ângulo de 0°, de 94% em relação ao diedro de 90°, devido à contribuição da geometria. É também observado que a aplicação de MARE no diedro de 90° promove uma redução da sua RCS de 99%, em 10 GHz. A caracterização do modelo da aeronave ERJ-145 mostra a complexidade da análise de diagramas de RCS de alvos complexos.			
12. GRAU DE SIGILO: <input checked="" type="checkbox"/> OSTENSIVO <input type="checkbox"/> RESERVADO <input type="checkbox"/> CONFIDENCIAL <input type="checkbox"/> SECRETO			

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)