



### 저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

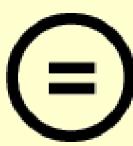
다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원 저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리와 책임은 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)



공학석사 학위논문

함정의 스텔스 함형 설계  
시스템 구축

**Development of Stealth Design Systems for  
Naval Ship**

2016년 2월

서울대학교 대학원  
조선해양공학과  
황준태

# 함정의 스텔스 함형 설계 시스템 구축

지도교수 홍석윤

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함  
2016년 2월

서울대학교 대학원  
조선해양공학과  
황준태

황준태의 석사 학위논문을 인준함  
2016년 2월

위 원장 \_\_\_\_\_ (인)

부위원장 \_\_\_\_\_ (인)

위 원 \_\_\_\_\_ (인)

# 함정의 스텔스 함형 설계 시스템 구축

## 초록

고도로 발전된 현대 무기체계에서 상대방에 대한 탐지 능력 및 스텔스 기술은 생존성 향상에 중요한 인자 중 하나이다. 스텔스 기술은 수상함정이 발생시키는 각종 신호를 감소시키는 기술을 나타낸다. 대표적인 예로는 레이다 반사면적(Radar Cross Section, RCS), 표적강도(Target Strength, TS), 수중방사소음(Underwater Radiated Noise, URN), 적외선 신호(Infrared Signature, IR) 등이 있다.

RCS는 외부로부터 입사된 신호가 표적에 의해 산란되어 나오는 신호의 전력의 비율로 표현될 수 있으며 표적이 레이다 방향으로 산란시키는 전자파의 양에 관계된다.

고주파수 영역에서 표적의 RCS를 예측하기 위해서는 기하광학법(Geometric Optics, GO)과 물리광학법(Physical Optics, PO) 등이 있으며 파장에 비해 표적이 매우 큰 경우 적합한 해석방법이다.

고주파수 영역에서는 산란체가 다른 부분들과는 독립적으로 에너지를 산란시키는 특징이 있다. 이를 이용해서 전체 표적을 여러 개의 요소들도 분해한 후 각 요소가 표적 강도에 주는 각각의 공헌도를 구해 그것을 합함으로써 전체 표적의 산란 특성을 구할 수 있게 된다. 이에 따라 단일 평판부터 시작하여 좀 더 복잡한 구조물인 실린더, 원뿔에 대해서 표적 강도를 해석하고, 이론 해와 비교 검증하였다.

본 논문에서는 해외 첨단함형인 DDG-1000과 Holland Class를 이용하여 함정의 위협 주파수 대역에 대한 해석과 위협 고도각 분석을 통해 스텔스 함정의 RCS 특성을 분석하였다.

또한 RCS 감소기법인 전파흡수구조 기법(Radar Absorbing Structure, RAS)과 전파흡수재료 기법(Radar Absorbing Material, RAM)을 이용하여 형상의 변경 그리고 특수 재질을 이용하여 감소 특성을 확인하였다. RCS 감소는 형상을 변화시키는 것이 가장 효과적이고 비용 적으로 유리하지만 함정의 형상변경이 불가한 경우 전파 흡수재료 기법을 사용한다.

최근 세계적으로 주목받고 있는 메타물질을 적용하여 함정의 RCS 감소효과를 분석 하였다. 메타물질은 기존의 전파흡수체와는 다르게 유전율과 투자율을 제어하여 완전 흡수체, 광대역 흡수체 등을 구현 할 수 있으며 함정에 적용 가능한 메타물질을 선정하여 RCS 감소효과를 확인하였다.

주요어 : 레이다 반사면적(Radar Cross Section, RCS), 물리광학(Physical Optics, PO), 전파흡수구조 기법(Radar Absorbing Structure, RAS), 전파 흡수재료 기법(Radar Absorbing Materials, RAM), 메타물질(Metamaterials)

학 번 : 2014-20649

# 목 차

초록 .....	i
목차 .....	iii
표 목차 .....	vi
그림 목차 .....	viii
1. 서론 .....	1
1.1. 연구배경 및 목적 .....	1
1.2. 논문구성 .....	2
2. 고주파수 RCS 예측 기법 .....	5
2.1. RCS 정의 .....	5
2.2. RCS 대푯값 .....	7
2.3. RCS 예측기법 .....	9
2.4. 기하광학법 .....	11
2.5. 물리광학법 .....	13
2.6. 회절이론(PTD,Physical Theory of Diffraction) .....	14
3. 복잡한 표적의 RCS 추정 .....	21
3.1. 도입 .....	21
3.2. Gauss 및 Green 정리 .....	21
3.3. Helmholtz-Kirchhoff's Integral Equation .....	23
3.4. Kirchhoff's Approximation .....	25

3.5. 간단한 형상에 대한 RCS .....	26
3.5.1. 평판의 RCS .....	26
3.5.2. 실린더 형상의 RCS .....	30
3.5.3. 잘려진 원뿔 형상의 RCS .....	32
3.6. 임의의 다각형 평판에 대한 RCS .....	33
3.7. 은면과 가시면의 설정 .....	35
3.7.1. 후면 적출법(Back-Face Culling) .....	35
3.7.2. 은면제거(Hidden-Surface Elimination) .....	36
3.8. 다중반사 표적 .....	36
3.8.1. 다중 반사에서의 파의 진행 경로 추정 기법 .....	36
3.8.2. 유효 면적 구하기 .....	37
3.9. 프레넬 반사계수 .....	37
 4. RCS 설계 .....	60
4.1. 도입 .....	60
4.2. 배수량에 따른 RCS 경험식 .....	60
4.3. 위협 주파수/고도각 설정 .....	61
4.3.1. 위협 주파수 설정 .....	61
4.3.2. 위협세력의 공격패턴 분석 .....	62
4.3.3. 위협세력의 공격에 따른 위협고도각의 변화 .....	62
4.3.4. 위협고도 산출 예 .....	63
4.4. RCS 감소기법 .....	64
4.4.1. 전파흡수구조 기법 .....	64
4.4.2. 전파흡수재료 기법 .....	67
 5. 메타물질 .....	77
5.1. 도입 .....	77
5.2. 메타물질이 갖는 개념과 특성 .....	77
5.2.1. 메타물질의 개념 .....	77

5.2.2. 메타물질의 주요 특성 .....	79
5.3. 메타물질 응용분야 .....	80
5.4. 메타물질 이론 .....	81
5.4.1. Wave Equation from Maxwell Equation .....	81
5.4.2. TEM wave 입사 시 매질의 구조 파라미터 추출 .....	82
5.5. 메타물질 구조의 흡수체 .....	86
5.6. 메타물질 모의 실험 .....	89
5.6.1. 함정의 스텔스 기술에 적용 가능한 메타물질 .....	89
 6. 함정의 RCS 예측 및 분석 .....	105
6.1. 도입 .....	105
6.2. RCS 예측 프로그램 구성 .....	105
6.3. 프로그램 검증 .....	106
6.3.1. 간단한 형상에 대한 실험적 검증 .....	106
6.4. 함정의 RCS 해석 .....	106
6.4.1. Zumwalt Class(DDG-1000) .....	106
6.4.2. Holland Class .....	108
6.5. 전파흡수구조 기법을 적용한 RCS 해석 .....	111
6.5.1. 형상화 .....	111
6.5.2. 차폐화 .....	111
6.6. 전파흡수재료 기법을 적용한 RCS 해석 .....	112
6.6.1. 전파흡수체 .....	112
6.6.2. 메타물질 .....	112
 7. 결론 .....	175
 참고문헌 .....	177
Abstract .....	180

## 표 목 차

표 2.1 RCS 설계 목표 수준 대표값 정의 .....	18
표 2.2 희생각의 정의 .....	18
표 3.1 RCS mean value of rectangular plate when .....	42
표 3.2 RCS mean value of rectangular plate excluding - $2 \sim 2^\circ$ when $f = 4, 8, 12, 18$ GHz .....	42
표 3.3 RCS mean value of rectangular plate when $a, b = 1, 2, 3, 4$ (m) .....	46
표 3.4 Dihedral square faces 해석조건 요약 .....	58
표 4.1 레이다의 운용 주파수 및 용도 .....	70
표 6.1 프로그램 요약 .....	114
표 6.2 Missile model 해석조건 요약 .....	116
표 6.3 Simplified ship model 해석조건 요약 .....	118
표 6.4 DDG-1000 model 해석조건 요약 .....	120
표 6.5 RCS mean values of DDG-1000 when $f = 4, 8, 12, 18$ GHz .....	121
표 6.6 RCS mean values of DDG-1000 when vertical angle = $[0^\circ, 10^\circ] / 2^\circ$ .....	126
표 6.7 Holland Class model 해석조건 요약 .....	134
표 6.8 RCS mean values of Holland Class when $f = 4, 8, 12, 18$ GHz .....	135
표 6.9 RCS mean values of DDG-1000 when vertical angle = $[0^\circ, 10^\circ] / 2^\circ$ .....	140
표 6.10 RCS mean values of DDG-1000 when upper structure angle = $16^\circ, 19^\circ, 22^\circ$ .....	151

표 6.11 RCS mean values of DDG-1000 with shielding	155
.....	
표 6.12 DDG-1000 model 해석조건 요약	157
표 6.13 RCS mean values of DDG-1000 with radar absorbing material	158
표 6.14 DDG-1000 model 해석조건 요약	163
표 6.15 RCS mean values of DDG-1000 with metamaterial	164
표 6.16 DDG-1000 model 해석조건 요약	169
표 6.17 RCS mean values of DDG-1000 without upper structure	170

## 그 림 목 차

그림 1.1	함정의 생존성능과 스텔스 기술 .....	4
그림 2.2	RCS 대푯값 영국 기준 .....	19
그림 2.3	Geometrical optics reflection from a doubly curve surface .....	20
그림 3.1	Geometry for reflection and transmission .....	40
그림 3.2	Geometry for RCS expression of rectangular plate(1) .....	40
그림 3.3	Geometry for RCS expression of rectangular plate(2) .....	41
그림 3.4	Geometry for RCS of rectangular flat plate .....	41
그림 3.5	RCS of rectangular plate when $f = 4 \text{ GHz}$ .....	43
그림 3.6	RCS of rectangular plate when $f = 8 \text{ GHz}$ .....	43
그림 3.7	RCS of rectangular plate when $f = 12 \text{ GHz}$ .....	44
그림 3.8	RCS of rectangular plate when $f = 18 \text{ GHz}$ .....	44
그림 3.9	RCS of rectangular plate when $f = 4, 8, 12, 18 \text{ GHz}$ .....	45
그림 3.10	RCS of rectangular plate when $a,b = 2 \text{ m}$ .....	47
그림 3.11	RCS of rectangular plate when $a,b = 3 \text{ m}$ .....	47
그림 3.12	RCS of rectangular plate when $a,b = 4 \text{ m}$ .....	48
그림 3.13	Geometry of cylinder .....	49
그림 3.14	Cylinder model with plates .....	49
그림 3.15	RCS of Cylinder model with 100 plates when $f = 4 \text{ GHz}$ .....	50

그림 3.16 RCS of Cylinder model with 100 plates when f = 8 GHz .....	50
그림 3.17 RCS of Cylinder model with 100 plates when f = 12 GHz .....	51
그림 3.18 RCS of Cylinder model with 100 plates when f = 18 GHz .....	51
그림 3.19 RCS of Cylinder model with 50 plates when f = 4 GHz .....	52
그림 3.20 RCS of Cylinder model with 200 plates when f = 4 GHz .....	52
그림 3.21 Frustum model for predicting RCS .....	53
그림 3.22 Frustum model with plates .....	53
그림 3.23 RCS of Frustum model with 100 plates when f = 4 GHz .....	54
그림 3.24 RCS of Frustum model with 100 plates when f = 4 GHz .....	54
그림 3.25 RCS of Frustum model with 100 plates when f = 4 GHz .....	55
그림 3.26 RCS of Frustum model with 100 plates when f = 4 GHz .....	55
그림 3.27 GO-PO combination .....	56
그림 3.28 Effective length of reflected plate .....	56
그림 3.29 Effective area .....	57
그림 3.30 90° Dihedral square faces .....	58
그림 3.31 RCS of 90° Dihedral without multi-bounce effect .....	59

그림 3.32 RCS of 90° Dihedral with multi-bounce effect	59
그림 4.1 함정 크기에 따른 RCS 수준	69
그림 4.2 위협표적의 탐색단계 탐지거리 및 고도별 위협각도	71
그림 4.3 위협표적의 식별단계 탐지거리 및 고도별 위협각도	71
그림 4.4 Styx/Silkworm의 공격패턴	72
그림 4.6 RCS 감소기법	73
그림 4.7 차폐 적용	74
그림 4.8 통합마스트	74
그림 4.9 주파수 선택형 레이돔(FFS)	75
그림 4.10 RAM 적용	75
그림 4.11 흡수 특성에 따른 전파흡수체 분류	76
그림 4.12 메타물질	76
그림 5.1 Example of negative refractive Index	92
그림 5.2 Electromagnetic field distribution in TEM wave incident.	92
그림 5.3 Metamaterial using ELC resonator	93
그림 5.4 Metamaterial using ERR resonator with cross structure	93
그림 5.5 Metamaterial using SCR resonator	94
그림 5.6 Metamaterial using resistive sheet	94
그림 5.7 Metamaterial using SRR resonator with resistive sheet	95
그림 5.8 Metamaterial using MIK resonator with resistive sheet	95

그림 5.9 Metamaterial using MIK resonator with resistive sheet .....	96
그림 5.10 Modeling of metamaterial using MIK resonator with resistive sheet .....	97
그림 5.11 Absorptivity of MIK structure metamaterial .....	98
그림 5.12 Reference impedance of MIK structure metamaterial .....	98
그림 5.13 Modeling of MIK structure metamaterial with rubber .....	99
그림 5.14 Absorptivity of MIK structure metamaterial with rubber .....	99
그림 5.15 Reference impedance of MIK structure metamaterial with rubber .....	100
그림 5.16 Modeling of SCR structure metamaterial with lumped elements .....	101
그림 5.17 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when $R = 50 \Omega, C = 4\text{pF}$ .....	102
그림 5.18 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when $R = 250 \Omega, C = 4\text{pF}$ .....	102
그림 5.19 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when $R = 500 \Omega, C = 4\text{pF}$ .....	103
그림 5.20 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when $R = 250 \Omega, C = 0.1\text{pF}$ .....	103
그림 5.21 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when $R = 250 \Omega, C = 1\text{pF}$ .....	104

그림 5.22 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when $R = 250 \Omega$ , $C = 10\text{pF}$	104
그림 6.1 RACSAN 주요 기능	115
그림 6.2 RACSAN 해석절차	115
그림 6.3 Modeling of missile model	116
그림 6.4 RCS of misile model	117
그림 6.5 Modeling of Simplified ship model	118
그림 6.6 RCS of simplified ship	119
그림 6.7 Modeling of DDG-1000	120
그림 6.8 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when $f = 4 \text{ GHz}$	122
그림 6.9 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when $f = 4 \text{ GHz}$	122
그림 6.10 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when $f = 8 \text{ GHz}$	123
그림 6.11 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when $f = 8 \text{ GHz}$	123
그림 6.12 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when $f = 12 \text{ GHz}$	124
그림 6.13 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when $f = 12 \text{ GHz}$	124
그림 6.14 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when $f = 18 \text{ GHz}$	125
그림 6.15 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when $f = 18 \text{ GHz}$	125
그림 6.16 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = $2^\circ$ , $f = 4 \text{ GHz}$	127

그림 6.17 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = 2°, f = 4 GHz .....	127
그림 6.18 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = 4°, f = 4 GHz .....	128
그림 6.19 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = 4°, f = 4 GHz .....	128
그림 6.20 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = 6°, f = 4 GHz .....	129
그림 6.21 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = 6°, f = 4 GHz .....	129
그림 6.22 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = 8°, f = 4 GHz .....	130
그림 6.23 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = 8°, f = 4 GHz .....	130
그림 6.24 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = 10°, f = 4 GHz .....	131
그림 6.25 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when vertical angle = 10°, f = 4 GHz .....	131
그림 6.26 Radar incident angle of (a) 33°, (b) 122°, (c) 147° .....	132
그림 6.27 DDG-1000 model side inclination angle .....	133
그림 6.28 Modeling of Holland Class .....	134
그림 6.29 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when f = 4 GHz .....	136
그림 6.30 [Polar Chart] RCS of Holland-Class model when f = 4 GHz .....	136

그림 6.31 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when f = 8 GHz .....	137
그림 6.32 [Polar Chart] RCS of Holland-Class model when f = 8 GHz .....	137
그림 6.33 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when f = 12 GHz .....	138
그림 6.34 [Polar Chart] RCS of Holland-Class model when f = 12 GHz .....	138
그림 6.35 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when f = 18 GHz .....	139
그림 6.36 [Polar Chart] RCS of Holland-Class model when f = 18 GHz .....	139
그림 6.37 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 2°, f = 4 GHz .....	141
그림 6.38 [Polar Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 2°, f = 4 GHz .....	141
그림 6.39 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 4°, f = 4 GHz .....	142
그림 6.40 [Polar Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 4°, f = 4 GHz .....	142
그림 6.41 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 6°, f = 4 GHz .....	143
그림 6.42 [Polar Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 6°, f = 4 GHz .....	143
그림 6.43 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 8°, f = 4 GHz .....	144

그림 6.44 [Polar Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 8°, f = 4 GHz .....	144
그림 6.45 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 10°, f = 4 GHz .....	145
그림 6.46 [Polar Chart] RCS of Holland Class model when vertical angle = 10°, f = 4 GHz .....	145
그림 6.47 Radar incident angle of (a) 28°, (b) 82° .....	146
그림 6.48 Holland Class model side inclination angle ....	147
그림 6.49 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when f = 4 GHz .....	148
그림 6.50 RCS contributions for radar incident angle of (a) 0°, (b) 90°, (c) 180° .....	149
그림 6.51 Upper structure angle of DDG-1000 .....	150
그림 6.52 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when upper structure angle = 16° .....	152
그림 6.53 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when upper structure angle = 16° .....	152
그림 6.54 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when upper structure angle = 22° .....	153
그림 6.55 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when upper structure angle = 22° .....	153
그림 6.56 DDG-1000 model with shielding .....	154
그림 6.57 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with shielding .....	156
그림 6.58 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with shielding .....	156
그림 6.59 Modeling of DDG-1000 with RAM .....	157

그림 6.60 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when $f = 4$ GHz .....	159
그림 6.61 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when $f = 4$ GHz .....	159
그림 6.62 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when $f = 8$ GHz .....	160
그림 6.63 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when $f = 8$ GHz .....	160
그림 6.64 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when $f = 12$ GHz .....	161
그림 6.65 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when $f = 12$ GHz .....	161
그림 6.66 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when $f = 18$ GHz .....	162
그림 6.67 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when $f = 18$ GHz .....	162
그림 6.68 Modeling of DDG-1000 with Metamaterial .....	163
그림 6.69 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial when $f = 4$ GHz .....	165
그림 6.70 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial when $f = 4$ GHz .....	165
그림 6.71 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial when $f = 8$ GHz .....	166
그림 6.72 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial when $f = 8$ GHz .....	166
그림 6.73 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial when $f = 12$ GHz .....	167

그림 6.74 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial when $f = 12$ GHz .....	167
그림 6.75 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial when $f = 18$ GHz .....	168
그림 6.76 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial when $f = 18$ GHz .....	168
그림 6.77 Modeling of DDG-1000 without upper structure .....	169
그림 6.78 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when $f = 4$ GHz .....	171
그림 6.79 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when $f = 4$ GHz .....	171
그림 6.80 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when $f = 8$ GHz .....	172
그림 6.81 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when $f = 8$ GHz .....	172
그림 6.82 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when $f = 12$ GHz .....	173
그림 6.83 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when $f = 12$ GHz .....	173
그림 6.84 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when $f = 18$ GHz .....	174
그림 6.85 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when $f = 18$ GHz .....	174

# 1. 서론

## 1.1. 연구배경 및 목적

해상전에서 함정의 생존성은 피탐지율이 직접적으로 관련된다. 고도로 발전된 탐지 시스템의 개발로 적의 탐색 장비에 감지될 확률을 감소시키는 스텔스 기술은 함정의 생존성 향상에 있어서 가장 중요한 기술 중 하나이다. 함정의 생존성은 그림 1.1과 같이 피격성, 취약성, 회복성 등으로 구분 할 수 있다. 함정의 피격성은 피격될 확률을, 취약성은 피격되어 손상될 확률, 회복성은 피격 후 주요 기능이 일정수준 이상으로 돌아오는 능력을 의미한다. 최근에는 함정의 스텔스에 직접적인 요소인 피격성과 피격되는 위치에 따라 달라지는 피격성을 연계하여 생존성을 향상시키는 연구가 활발히 진행 되고 있다. 함정의 탐지 대상이 되는 신호는 레이다 반사면적(Radar Cross Section, RCS), 표적강도(Target Strength, TS), 적외선신호(Infrared Signature, IR), 수중방사소음(Underwater Radiated Noise, URN) 등이 있다.

레이다 반사면적과 표적강도는 외부로부터 입사된 신호가 해양표적에 의해 산란되는 신호로서 산란 단면적(scattering cross section)이라 한다. 특히, 능동신호의 입사 방향과 산란 방향이 일치하는 단상태(monostatic)인 경우에는 후방산란 단면적(back scattering cross section)이라 한다. 표적에 대한 후방산란 해석방법으로는 저주파수 해석 방법, 고주파수 해석 방법 등이 있다. 일반적으로 저주파수 영역에서의 대표적인 수치적 해석방법에는 경계요소법(Boundary Element Method, BEM), 경계적분 방정식법(Boundary Integral Equation Method, BIEM), 유한요소법(Finite Element Method, FEM) 등과 같은 다양한 방법이 있다. 고주파수 영역에서는 기하광학법(Geometric Optics, GO), 물리광학법(Physical Optics, PO) 등이 있으며, 수상함정, 잠수함 등과 같이 파장에

비해 표적물의 크기가 매우 큰 경우에 적합한 해석방법이다.

적함에 의한 아함의 피탐을 최소화하기 위하여, 함정 탐색 개발단계에서 레이다 반사면적 해석을 통해 레이다 반사면적 수준을 파악하고, 이를 바탕으로 레이다 반사면적 감소를 위한 형상설계 및 전파흡수재료 부착 등에 의한 레이다 반사면적 감소 설계 방안 수립이 필요한 상황이다.

## 1.2. 논문구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 RCS 정의와 대푯값에 대해서 설명하였고 RCS 예측기법인 기하광학, 물리광학이론과 회절이론에 대해 알아보았다.

복잡한 형상의 표적에 대한 고주파수 영역에서의 RCS를 예측할 때 표적의 모델링의 기본 요소는 평판이다. 따라서 3장에서는 평판에 대한 RCS를 Helmholtz-Kirchhoff 적분식을 기반으로 해서 Kirchhoff 근사화를 통해서 유도 하였다. 또한 복잡한 형상을 갖는 표적에 대한 RCS를 예측하기에 앞서서 보다 간단한 형상인 평판, 원기둥 그리고 잘려진 원뿔 형상에 대한 RCS 이론식과 물리광학, 기하광학을 기반으로 한 해석 결과와 비교해 보았다. 또한 복잡한 형상에서의 정확한 해석결과를 얻기 위해 은면과 가시면 선정법과 다중반사에 의한 유효면적 산정법을 알아보았고 내각을 갖는 간단한 형상을 이용해 다중반사 영향에 대해 분석해 보았다.

4장에서는 함정의 스텔스 설계에 고려해야 할 사항에 대하여 검토해본다. 먼저 배수량에 따른 RCS 경험식을 통해 RCS 목표치를 설정법에 대해 알아보고 위협이 되는 주파수 대역과 위협고각을 설정하였다. 또한 RCS 설계에 고려되어야 할 감소기법인 전파흡수구조 기법과 전파흡수재료 기법에 대해 살펴보았다.

5장에서는 전파흡수재료 기법 중에 하나인 메타물질은 자연계에 존재하지 않는 인공적인 물질로 메타물질의 개념과 주요 특성에 대해 살펴보았다. 또한 메타물질의 이론과 종류에 대해 알아보고 메타물질의 모의실

험을 통해 함정에 적용 가능한 메타물질에 대해 분석해보았다.

6장에서는 RCS 해석에 사용된 예측 프로그램(RACSAN)에 대해 설명하고 검증을 진행하였고 검증된 프로그램을 이용하여 해외 첨단함형인 DDG-1000과 통합마스트를 사용한 Holland Class 해석을 통해 스텔스 함정의 특성을 분석해 보았다. 3장에서 정의한 위협 주파수 대역과 고각에 대해 해석을 수행하고 결과 분석을 통해 스텔스 함정에 고려되어야 할 사항을 분석하였다. 또한 5장에서 언급한 RCS 감소기법인 전파흡수 구조 기법인 형상화와 차폐화를 DDG-1000에 적용하여 그 감소효과 확인하였다. 동일한 모델의 상부구조물에 전파흡수재료 기법인 전파흡수체와 메타물질을 적용하여 감소효과를 확인하였다. 또한 메타물질 적용에 따른 감소효과 분석을 위해 100%의 흡수율이 나타났다고 볼 수 있는 모델의 상부구조물을 제거하여 RCS를 해석하여 비교해 보았다.

7장에서는 본 연구를 통해 얻은 결과를 정리하였다.



그림 1.1 합정의 생존성능과 스텔스 기술

## 2. 고주파수 RCS 예측 기법

### 2.1. RCS 정의

RCS는 레이다의 중요한 파라미터 중 하나로 레이다에서 송신된 전자파가 표적에 의하여 산란되어 되돌아오는 산란파와 송신된 전자파의 전력의 비로 정의되며 레이다에 의하여 탐지되는 정도를 나타내는 값으로 아래의 식과 같이 표현된다[1].

$$\sigma(RCS) = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\vec{E}_s|^2}{|\vec{E}_i|^2} = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\vec{H}_s|^2}{|\vec{H}_i|^2} \quad (2.1.1)$$

여기서, R은 레이더와 표적간의 거리,  $\vec{E}_s$ 와  $\vec{E}_i$ 는 산란 전기장 벡터와 입사 전기장 벡터를,  $\vec{H}_s$ 와  $\vec{H}_i$ 는 산란 자기장 벡터와 입사 자기장 벡터를 나타낸다.

RCS는 단상태 양상태로 구분할 수 있는데, 단상태는 전자파의 입사방향과 산란방향이 일치하는 경우로 레이다와 리시버가 같은 위치에 있는 것을 뜻하고, 양상태는 레이다와 리시버의 위치가 다른 것을 의미한다.

파장에 비해서 표적의 크기가 크고 무한히 먼 거리로부터 입사되는 전자파는 평면파로 입사하여 구면파로 산란된다고 할 수 있다.  $\vec{E}_s$ 와  $\vec{E}_i$ 를 구면좌표계에서 다음과 같이 표현할 수 있다[2].

$$\vec{E}_i = (\hat{\theta}_i A_\theta + \hat{\phi}_i A_\phi) e^{-jk\zeta_i r} \quad (2.1.2)$$

$$\vec{E}_s = (\hat{\theta}_s B_\theta + \hat{\phi}_s B_\phi) \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (2.1.3)$$

여기서,  $j$ 는 단위 허수( $=\sqrt{-1}$ )를,  $k$ 는 전자기파의 파수( $k=2\pi f/c$ )를 나타내며,  $\theta_i$ ,  $\phi_i$ ,  $\hat{\phi}_i$ 는 입사파와 방향과 단위벡터를 나타내고,  $\theta_s$ ,  $\phi_s$ ,  $\hat{\theta}_s$ ,  $\hat{\phi}_s$ 는 산란파의 방향과 단위벡터를 나타낸다.  $A_\theta$ ,  $A_\phi$ ,  $B_\theta$ ,  $B_\phi$ 는 입사 및 산란 전기장 벡터의  $\theta$ -편파 및  $\phi$ -편파 성분크기를 의미하며, 산란파장에서 구면좌표계에서 다음과 같은 산란행렬로 정의된다[1].

$$\begin{bmatrix} B_\theta \\ B_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{\theta\theta} & B_{\theta\phi} \\ B_{\phi\theta} & B_{\phi\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} \quad (2.1.4)$$

여기서,  $B_{uv}$ ( $u,v=\theta,\phi$ )는 입사 전기장 벡터가  $v$ -방향, 산란 전기장 벡터가  $u$ -방향을 나타내는 산란행렬의  $uv$ -편파 요소를 나타낸다. 식 (2.1.4)에서  $A_\theta = 1$ ,  $A_\phi = 0(\theta\theta\text{-편파})$ 일 경우  $B_\theta = B_{\theta\theta}$ ,  $B_\phi = B_{\phi\theta}$ 이고,  $A_\theta = 0$ ,  $A_\phi = 1(\theta\phi\text{-편파})$ 일 경우  $B_\theta = B_{\theta\phi}$ ,  $B_\phi = B_{\phi\phi}$ 이다. 이는 입사하는 전자기파가 표면적에 의하여 나타나는 편파효과를 반영하고 있음을 나타내며, RCS 해석에 반드시 고려되어야 하는 사항이다. RCS 행렬  $[\sigma]$ 과 산란행렬 요소의 관계식은 다음과 같이 정의된다[2].

$$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_{\theta\theta} & \sigma_{\theta\phi} \\ \sigma_{\phi\theta} & \sigma_{\phi\phi} \end{bmatrix} = 4\pi \begin{bmatrix} |B_{\theta\theta}|^2 & |B_{\theta\phi}|^2 \\ |B_{\phi\theta}|^2 & |B_{\phi\phi}|^2 \end{bmatrix} \quad (2.1.5)$$

RCS 행렬요소  $\sigma_{uv}$ 는 식 (2.1.1)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma_{uv} = 4\pi |B_{uv}|^2 = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[ 4\pi R^2 \frac{|\overrightarrow{E}_{s,u}|^2}{|\overrightarrow{E}_{i,v}|^2} \right], u, v = \theta, \phi \quad (2.1.6)$$

여기서,  $\overrightarrow{E}_{i,v}$ 는 입사 전기장 벡터의  $u$ -편파성분,  $\overrightarrow{E}_{s,u}$ 는 산란 전기장 벡터의  $v$ -편파성분을 나타낸다.

## 2.2. RCS 대푯값

RCS 해석에 적용할 대푯값은 대상 위협 각도 범위 내에서 아래 표 2.1과 같이 평균값(average value), 중간값 (median value), 그리고 최대값(maximum Value) 등으로 정의할 수 있다.

선택 기준에 따라 성능 평가에 다소 차이가 있을 수 있는데, 수신 신호의 강도를 통계적인 관점에서 확률로 판단할 경우에는 대푯값을 평균값으로 정의하는 것이 타당하다. 중간값의 경우 방위각의 가장 많은 영역이 중간값 근처에 위치하고 있으므로 위협 각도 측면에서 볼 때 유용한 대푯값이다. 또한 설계가 완료된 후 실제 설계검증은 시험평가에 의한 측정을 통해 이루어지므로, RCS 측정 장비의 데이터 처리방법 및 레이다 표적 탐지원리를 고려한다면 마찬가지로 평균값으로 적용하는 것이 합리적이다. 평균값의 의미는 평방미터로 정의된 RCS에서 평균을 취한 후 dBsm을 계산해야 한다. dB는 주로 선형치에서 동적 범위가 매우 클 때 효과적으로 나타내기 위한 방법으로 log 함수를 사용한다. 따라서 평균값은 평방미터에서 얻어져야하며 dB의 평균은 실제 계산치에서 곱으로 나타나게 되므로 평균의 의미를 잃어버리기 때문이다. 이런 예는 아래의 간단한 계산 예로부터 확인할 수 있다.

- dB 정의 :  $10\log_{10}(a)$
- 표본 :  $A = \{-10, -3, 1, 3, 5, 10\}$

$$dBsm = \{0.1, 0.5, 1.3, 2.0, 3.2, 10\} m^2$$

- 선형치에서 평균 :  $2.83m^2=4.53$  dBsm
- dB에서 평균 :  $1dB sm = 1.26 m^2$

상기 예와 같이 dB의 평균은 선형치에서 0 dBsm보다 큰 경우 곱이 되고 작은 경우 나누기가 되어 평균의 본 의미인 표본의 합산을 개체 수로 나누는 개념에 위배되게 된다. 결과적으로 dB 평균치는 선형 평균값보다 작게 나타나며 평균 대상 RCS 분포가 클수록 효과는 증가한다.

전투기, 전차, 함정과 같은 군사 목적의 이동체는 각각의 고유한 임무에 따라 상이한 위협 방위각 및 고도각을 갖는다. 전투기와 같은 공중표적은 고속 이동과 레이다로 향하는 기동특성으로 인해 일반적으로 위협 방위각이  $-15 \sim +15$ 도, 위협 고도각이  $-15 \sim 0$ 도 이내의 범위에 있다. 전차의 경우에는 주 위협이 지상 전투 차량이므로 위협 방위각이  $0 \sim 360$ 도의 전방위, 위협 고도각이  $0 \sim 5$ 도 이내의 범위이다. 함정의 수상 부분 주 위협세력은 함정 항공기 지상 등에서 운영하는 포 및 유도탄이다. 따라서 위협 방위각은 전방위, 위협 고도각은 레이다에 대해서는  $0 \sim 5$ 도 이내이고, 유도탄에 대해서는 기동특성에 따라  $0 \sim 10$ 도 이내의 범위가 된다. 위협각도 범위에서 적의 탐지 장비에 대한 노출을 억제하기 위해서 위협 각도 내의 전 범위에서 RCS를 감소시켜야 한다. F-117, B-2와 같은 스텔스 전투기는 실제로 전 위협방위각에서 RCS를 현저히 감소시킨 것으로 알려져 있다. 그러나 함정과 같은 대형 구조물은 위협 각도 전 방위에서 RCS를 적절한 수준으로 감소시키는 데에는 많은 어려움이 있다. 따라서 함정의 RCS 목표 수준 설정 시에는 형상 통제 시 RCS 감소가 현실적으로 불가능한 희생각을 주요위치 근처로 정의하는 것이 일반적이다. 희생각은 함수, 함미, 우현, 좌현 방향으로 정의하여 이 방위각 범위는 RCS 감소를 우선하지 않고 오히려 반사에너지를 희생각 방향으로 모아도록 유도하여 형상통제를 수행한다. 그리고 강한 반사원이 함정 내 여러 곳에 존재하는 것은 확률적으로 적의 센서에 탐지될 가능성이 높아지기 때문에 이러한 지점은 가능한 특정한 방향으로 모아도록 하는 것이 필요하다. 희생각의 범위를 결정하는 규정은 현재 존재하지 않으며 형상설계의 기술적 한계를 고려하여 경험적인 방법에 의하여 정의하는 경우가 많다.

함정의 RCS 해석을 진행할 경우 전자파가 함정에 입사하는 각도에 따라 RCS 값이 달라지게 된다. 따라서 함정을 전체 방위각에서 해석을 진행하고 RCS 패턴 등을 이용하지만, 하나의 수치적인 RCS 대푯값으로 나타내어 해석하기도 한다. RCS 대푯값은 전체방위각에서 입사각도에 따라 달라지는 RCS 값을 하나의 수치로 표현하기 때문에 정확한 결과

보다는 편의성이 강조된 방법이다. 주로 많이 사용되는 RCS 대푯값 기준으로는 독일 기준과 영국 기준이 있다[3].

독일 기준 RCS 대푯값은 전체 방위각에 대하여 해석을 진행한 후 RCS 평균을 나타낸다. 전체 RCS 평균을 나타낼 경우 함정의 실제 RCS 평균을 나타내지만, dB단위로 나타내는 RCS에서 상대적으로 RCS값이 크게 나타나는 함수, 함미, 우현, 좌현에 의하여 평균값이 매우 높아져 함정의 RCS 특성을 파악하기 어렵다.

영국 기준 RCS 대푯값은 상대적으로 RCS가 크게 나타나는 함수, 함미, 우현, 좌현 영역을 제외한 나머지 영역에 대한 RCS 평균을 나타낸다. 제거되는 각도의 총합은 전체 해석각도의 10%이다. 방위각 360도 해석 시 36도에 해당하며, 4개의 면에서 각각 9도씩 제거된다. 따라서 함수가 0도 함미가 180도에 위치할 경우 함수  $-4.5 \sim 4.5$ 도, 좌현  $85.5 \sim 94.5$ 도, 우현  $175.5 \sim 184.5$ 도, 함미  $265.5 \sim 274.5$ 도를 제거하여 RCS 평균을 나타낸다.

### 2.3. RCS 예측기법

고주파수 영역에서의 RCS 예측 기법에 대해서 살펴보았다. 여기서 고주파수 영역이라는 용어는 주파수가 몇 GHz 이상이 되어야 하는 등의 실제 주파수 값의 의미가 아니라는 것에 주의해야 한다. 고주파수 영역이라 함은 구조물이 입사 파장(wave length)에 비해서 크게 되는 주파수 영역으로, 표적의 크기와 함께 고려되어야 한다. 따라서 주파수가 아무리 높아도 구조물의 크기가 작다면 고주파수 영역이라 말할 수 없게 되고, 그 때는 앞으로 설명할 고주파수 영역에서의 RCS 추정 기법들을 사용했을 때는 정확한 예측 값을 얻기 힘들게 된다.

고주파수 영역은 레이더 문제에서 중요한 관심 분야 중 하나였다. 감시용의 레이더로는 저주파 영역이 사용되지만, 지대공 미사일을 유도하는 등의 역할을 하는 레이더는 고주파수 영역이 많이 사용되어 왔다.

VHF 영역이나 더 낮은 레이더를 쓰는 경우 보통 비행기 같은 표적은

파장의 2배 내지는 3배 정도로 고주파수 영역이라고 보기에 약간 무리가 있을 수 있지만, UHF 영역이나 미사일을 유도하기 위해 쓰는 영역들에서는 표적이 보통 최소 파장의 10배에서 수 백배 더 클 수 있는데, 이런 영역은 고주파수 예측 기법들이 정확한 예측값을 준다.

고주파수 영역에서의 예측 기법들의 장점은 비교적 적용이 단순하다는 점이다. 그 이유는 고주파수 영역에서는 산란체(scatterer)는 에너지를 다른 부분들과는 독립적으로 자신만의 값을 산란을 시키기 때문이다. 즉, 표적의 한 부분이 산란시키는 에너지는 오직 그 부분으로 입사되는 에너지에 의해서만 지배되고, 다른 부분들에서 산란되는 에너지에는 영향을 받지 않기 때문이다. 따라서 이러한 점들은 원거리(farfield) 산란 에너지를 구할 때, 표적에 대해서 각 부분들을 전체적으로 통합 적분함으로써 산란장(scattered field)을 비교적 쉽게 예측할 수 있게 된다.

실제로 고주파수 예측 기법은 실린더, 평판, 구 등 수학적으로 표현될 수 있는 간단한 형상에 대해서만 적용이 가능하다. 따라서 실제 표적이 있을 때, 그 표적을 수학적으로 표현 가능한 간단한 형상들로 분해시키는 과정을 거치게 된다. 이 때 주의해야 할 점은 전에 고주파수 영역이라 함은 파장의 길이에 비해 표적이 크다는 것을 의미한다고 했는데, 그 표적의 길이가 전체 표적 예를 들면 비행기의 길이가 아니라, 표적이 간단한 형상들의 집합으로 분해되었을 때, 그 간단한 형상을 갖는 요소들의 길이와 파장의 길이를 비교해야 한다는 점이다. 따라서 고주파수 예측 기법들을 사용하기 위해서는 표적이 분해된 간단한 형상의 요소들의 크기가 파장에 비해서 커야 한다는 조건이 만족되어야 한다.

고주파수 예측 기법을 간단히 설명하면 가장 먼저 가장 오래되고 단순한 기법인 기하광학(geometrical optics)을 들 수 있다. 이를 이용하면 RCS, 심지어 양상태의 RCS도 반사점(specular point)에서의 곡률 반경만이 포함된 매우 간단한 식으로 얻을 수 있다. 하지만 이 기법은 한 쪽만 곡률을 가지고 있던가, 평면인 경우에 대해서는 곡률 반경이 무한대로 발산하기 때문에 올바른 예측값을 주지 못하다.

이러한 단점을 극복하고자 제안된 기법은 바로 물리광학(physical optics)

이다. 물리광학은 평면 또는 곡률이 한 쪽으로만 있는 경우에 대해서도 표면이 너무 작지 않고, 산란 방향이 거울 반사되는 방향(specular direction)과 너무 멀어지지 않는 한 올바른 예측값을 준다. 하지만 이도 거울 반사 방향에 비해 많이 벗어난 산란 방향에 대해서는 부정확한 예측값을 주고, 이를 보완하기 위해서는 회절(diffraction)이 고려되어야 한다.

## 2.4. 기하광학법

기하광학은 천체학자나 렌즈학자들로부터 오랜 기간에 걸쳐서 광학 시스템을 개발하고 설계하기 위해서 사용되어 왔다. 기하광학은 부드러운 곡면을 갖는 표면에서 빛이 반사되는 것뿐만이 아니라 어떤 광선(ray)이 다른 물리적 성질을 갖는 매개물(medium)을 투과할 때 경계면에서 입사각도가 틀려지는 현상들에 대해서도 연구되었다.

기하광학은 일종의 광선 추적(ray-tracing)이라고 볼 수 있는데, 가느다란 튜브 형태의 관을 통해서 전파되는 에너지를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$u = Pe^{ikS} \quad (2.4.1)$$

여기서, 진폭  $P$ 는 진행하는 에너지의 인텐시티를 의미하고  $P$ 와 위상인자(phase factor)  $S$ 는 모두 공간에 대한 복소수(complex number) 함수이다.

그림 2.3과 같이 부드럽고 볼록한 곡면을 가지는 표면에 에너지가 반사되는 과정을 살펴본다. 이 때 에너지는 하나의 광선 튜브에서는 위치에 상관없이 에너지가 보존해야 하므로 반사점에서 멀어질수록 에너지가 감소하게 된다. 그 것을 입사하는 튜브 쪽에서의 모든 에너지가 보전되어 반사되는 튜브 쪽 에너지로 모두 전파된다고 하면, 나오는 쪽에서의 파워 밀도와 들어가는 쪽에서의 파워밀도의 비인 파워 밀도(power density)비를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{|A(s)|^2}{|A(o)|^2} = \frac{\rho_1 \rho_2}{(s + \rho_1)(s + \rho_2)} \quad (2.4.2)$$

여기서,  $A(0)$ 과  $A(s)$ 는 각각 입력 쪽과 출력 쪽의 필드 인텐시티(field intensity)이고  $s$ 는 튜브를 따라서 입력 쪽과 출력 쪽과의 거리이고  $\rho_1$ 과  $\rho_2$ 는 출력 쪽에서의 파면(wavefront)의 주곡률 반경(principal radius of curvature)이다.

반사점에서의 반사 파동의 파면의 곡률 반경은 입사 파면의 곡률 반경과 표적의 곡률 반경의 함수로 표현되는데, 그 관계식은 표적 곡률의 주평면(principal plane)이 입사 평면과 이루는 각도 등이 포함된 꽈복잡한 식으로 여기서 다루지는 않는다. 그 관계식이 식 (2.4.2)에 대입되고, 거리  $s$ 가 반사점에서부터 관측 점까지의 거리로 측정되고, 관측 방향이 스스로 다시 되돌아 나오는 방향으로 잡히면  $s$ 는  $R$ 이 된다. 이 때  $R$ 을 무한대로 극한값을 취해서 입사 각도에 대해서 독립적으로 만들면 다음과 같은 기하광학으로 구한 RCS 최종식이 유도된다.

$$\sigma = \pi a_1 a_2 \quad (2.4.3)$$

여기서,  $a_1, a_2$ 는 반사점에서 표적의 주 곡률 반경이 된다. 식 (2.4.3)에서 볼 수 있듯이 기하광학은 곡률 반경만이 포함된 매우 간단한 식으로 결과가 나타나며 주파수에 대해서 독립적이라는 것을 알 수 있다. 또한 만약 구(sphere)에 적용이 된다고 했을 때 RCS는 단순히 단상태, 양상태 모두 관계없이 구의 정사영 된 면적(projected area)이 됨을 알 수 있다. 여기서 주의할 점은 곡률 반경이 반사점에서의 곡률 반경이라는 점이다. 따라서 식은 간단하지만 실제로 임의의 복잡한 형상을 갖는 표적에 대해서 적용될 때는 각 반사점을 찾아내는 알고리즘이 필요하므로, 실제 표적에 적용하는 것은 그렇게 쉽지는 않을 것이다. 또한 식 (2.4.3)에서 확인할 수 있듯이 곡률이 한 쪽으로만 존재하던지, 평면인 경우, 즉 곡률

반경이 무한대의 값을 갖는 경우에는 기하광학은 무한대의 값을 주므로 사용할 수 없게 되는 단점도 지니고 있다.

## 2.5. 물리광학법

2.4에서 살펴본 기하광학이 갖는 단점, 즉 곡률이 한 쪽으로만 존재하는 경우나 평면인 경우에도 RCS를 예측할 수 없다는 것을 극복할 수 있는 기법이 물리광학이다. 물리광학은 기본적으로 파장에 비해서 표적 표면이 매우 크고 평평하다라는 가정에서 출발해서, 반사되는 장(field)는 표면의 장의 값을 적분함으로써 예측할 수 있다라는 이론이다.

이 이론의 출발점은 Stratton-Chu 적분식으로 두 가지의 가정을 통해서 기하광학을 위한 식이 유도된다. 우선 첫 번째는 원거리 근사(farfield Approximation)으로 표적에서 원거리의 관측점(observation point)까지의 거리  $R$ 이 표적의 길이 차원보다 훨씬 크다는 가정이다. 이 가정을 통해서 그린 함수(green's function)의 구배(gradient)는 다음의 식과 같이 근사화될 수 있다.

$$\nabla \psi = ik\hat{s}\psi \quad (2.5.1)$$

여기서,  $\hat{s}$ 는 산란 방향과 평행한 단위 벡터이다. 이 근사와 더불어 표적이 미소 요소  $dS$ 에서 완벽하게 부드럽고 평평하다고 가정한 값을 표면장(surface field)의 값으로 가정하는 접평면 근사(tangent plate Approximation)을 추가로 가정하면 Stratton-Chu 적분식은 평판이나 실린더, 구 같은 수학적으로 표현되는 간단한 형상의 표적에 대해서 RCS 값을 구할 수 있다.

그리고 뒤에서 살펴보겠지만, 물리광학으로 구해지는 RCS 식과 뒤에서 다루어질 Kirchhoff Approximation으로 얻어지는 RCS 식은 서로 같게 되는데, 이는 각 이론이 적용되는 분야가 기하광학의 경우 주로 레이더 이론에서 쓰이는 반면 Kirchhoff Approximation은 음향학에서 쓰이

는 등 서로 분야가 틀리지만, 쓰이는 적분식의 형태가 모두 기본적으로는 Helmholtz-Kirchhoff 적분식과 같은 형태라는 점에서 서로 같은 RCS 결과값을 주어진다고 볼 수 있다. 이는 뒤에서 다루어질 평판의 RCS 유도에서 자세히 살펴보았다.

## 2.6. 회절이론(PTD,Physical Theory of Diffraction)

물리광학법을 이용한 RCS 추정식은 평판의 RCS를 계산함에 있어서 모서리(edge) 부분에서 발생하는 회절의 효과를 고려할 수 없다. 따라서 표면 반사에 의한 RCS에 모서리에서 발생하는 회절의 효과에 의한 RCS를 더하여 줌으로써 좀 더 정확한 RCS를 추정할 수 있으며, 이로부터 보다 정확한 RCS 추정이 가능하다 .

모서리에서 발생하는 회절의 효과를 계산하기 위하여 두 평판이 쇄기(wedge) 형상으로 접해 있을 때 두 평판의 공통 모서리에 전기장과 자기장의 선가진원(line source)이 존재한다고 가정한다면 단상태의 경우에 대하여 모서리로부터 발생하는 전기장과 자기장의 인텐시티(intensity)는 다음과 같다[[4,5].

$$\bar{I}_e = \frac{-2\hat{t} \cdot (\bar{E}_i \cdot \hat{t}) f'}{jkZ \sin^2 \beta} \quad (2.6.1)$$

$$\bar{I}_m = \frac{-2\hat{t} \cdot (\bar{H}_i \cdot \hat{t}) g'}{jkY \sin^2 \beta} \quad (2.6.2)$$

여기서,  $\vec{E}_i$  와  $\vec{H}_i$ 는 각각 전기장과 자기장이고  $\hat{t}$ 는 모서리에 접하는 단위 벡터이다. 그리고 Z와 Y는 각각 자유공간에서의 저항(impedance)과 어드미턴스(admittance)이고,  $\beta$ 는 다음과 같다.

$$\beta = \cos^{-1}(\hat{k}_i \cdot \hat{t}) \quad (2.6.3)$$

여기서,  $\hat{k}_i$ 는 단위 입사 벡터이다. 그리고  $f'$ 와  $g'$ 는 회절계수이다. 이 계수는 GO에서 사용되는 회절계수( $x, y$ )가 가지는 문제점을 개선한 것이다. 각각의 계수들은 다음과 같은 값을 가진다.

i) 바닥면으로 입사할 때, 즉  $\pi \leq \delta \leq \gamma$

$$\begin{aligned} f' &= x - y - \frac{1}{2} \tan(\gamma - \delta) \\ g' &= x + y + \frac{1}{2} \tan(\gamma - \delta) \end{aligned} \quad (2.6.4)$$

ii) 윗면으로 입사할 때, 즉  $0 \leq \delta \leq \gamma - \pi$

$$\begin{aligned} f' &= x - y - \frac{1}{2} \tan \delta \\ g' &= x + y + \frac{1}{2} \tan \delta \end{aligned} \quad (2.6.5)$$

iii) 양면으로 입사할 때, 즉  $\gamma - \pi \leq \delta \leq \pi$

$$\begin{aligned} f' &= x - y - \frac{1}{2} \tan[\tan \delta + \tan(\gamma - \delta)] \\ g' &= x + y + \frac{1}{2} \tan[\tan \delta + \tan(\gamma - \delta)] \end{aligned} \quad (2.6.6)$$

여기서,  $x, y$ 는 GO에서의 회절계수들로써 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$x = \frac{\frac{1}{n} \sin(\frac{\pi}{n})}{\cos(\frac{\pi}{n}) - 1}$$

$$y = \frac{\frac{1}{n} \sin(\frac{\pi}{n})}{\cos(\frac{\pi}{n}) - \cos(\frac{2\delta}{n})} \quad (2.6.7)$$

여기서,  $\delta$ 는 단위 입사 벡터  $\hat{k}_i$ 와 쇄기 형상으로 인접한 두 평판의 윗면 사이의 각이고,  $\gamma$ 는 두 평판이 이루는 외각이며,  $n$ 은  $\gamma$ 를  $\pi$ 로 나눈 값이다.

식 (2.6.1)과 식 (2.6.2)을 이용하여 방사장은 전기적 포텐셜(electric potential)  $\bar{\pi}_e$ 과 자기적 포텐셜(magnetic potential)  $\bar{\pi}_m$ 으로 나타낼 수 있다.

$$\bar{E}_s = \nabla \times \nabla \times \bar{\pi}_e + jkZ \nabla \times \bar{\pi}_m \quad (2.6.8)$$

여기서,  $\bar{\pi}_e = \frac{Z}{jk} \oint_I \bar{I}_e \Phi dl$ ,  $\bar{\pi}_m = \frac{Y}{jk} \oint_I \bar{I}_m \Phi dl$  이다. 두 평판이 이루는 쇄기 형상의 모서리의 길이가  $L$ 이라고 가정하고, 이 모서리로 입사하는 평면파에 대해서 모서리의 길이  $L$ 에 대해서는 동일한 위상을 가진다고 가정한다면,  $\bar{I}_e$ 와  $\bar{I}_m$ 은 상수의 값을 가진다. 따라서 전기적 포텐셜과 자기적 포텐셜은 선적분으로 대신할 수 있고, 원거리 근사화를 시키면 다음과 같은 수식점에서의 방사장은 다음과 같은 값을 가진다.

$$\hat{P}_e \cdot \bar{E}_{sw} = \frac{L}{2\pi} \frac{e^{jkr}}{r} |\bar{E}_i| \frac{[(\hat{e}_i \cdot \hat{t})(\hat{e}_s \cdot \hat{t})f' + (\hat{h}_i \cdot \hat{t})(\hat{h}_s \cdot \hat{t})g'] \sin(kL \cos \beta)}{\sin^2 \beta} e^{jkk_i \bar{R}} \quad (2.6.9)$$

여기서,  $\overline{E_{sw}}$ 는 쇄기 형상의 모서리에 의한 방사장이고,  $\hat{e_s}$  와  $\hat{h_s}$ 는 각각 전기장과 자기장의 단위 편광 벡터(polarization unit vector)이다. 그리고  $\overline{R}$ 은 원점에서 모서리의 중심까지를 나타내는 위치벡터이다.

식 (2.6.9)을 이용하여 모서리에 의한 Cross Section을 구하면 다음과 같다.

$$\sigma = 4\pi d \lim_{r \rightarrow \infty} r^2 \frac{\left| \sum_{m=1}^M (\hat{P}_e \cdot \overline{E}_{sw})_m \right|^2}{|\overline{E}_i|^2} \quad (2.6.10)$$

여기서,  $M$ 은 회절에 영향을 미치는 모서리의 개수이다. 식 (2.6.10)식은 위상차를 갖고 있지 않은 Cross Section식이므로 다음과 같은 위상차를 갖는 Cross Section을 사용한다.

$$\sqrt{\sigma} = \frac{L}{\sqrt{\pi}} e^{jkr} \sum_{m=1}^M \frac{[(e_i \cdot t)(e_s \cdot t)f + (h_i \cdot t)(h_s \cdot t)g]}{\sin^2 \beta} \cdot \frac{\sin(kL \cos \beta)}{kL \cos \beta} e^{jkk_i \cdot R} \quad (2.6.11)$$

위 결과식을 이용하여 회절 효과를 고려한 RCS를 구할 수 있다.

표 2.1 RCS 설계 목표 수준 대푯값 정의

대푯값	정의
평균값	함정 전 방위각의 전 RCS의 산술평균한 RCS 값
중간값	함정 전 방위각의 전 RCS를 오름차순으로 정리했을 때 중간위치의 RCS 값
최댓값	함정 전 방위각의 전 RCS 중 최대 RCS 값

표 2.2 희생각의 정의

함정 방향	정의
함수	355.5 ~ 4.5도
좌현	85.5 ~ 94.5도
합미	175.5 ~ 184.5도
우현	265.5 ~ 274.5도

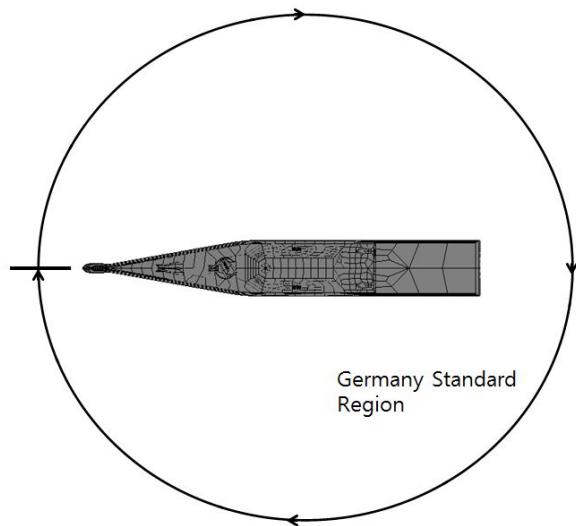


그림 2.1 RCS 대응권 독일 기준

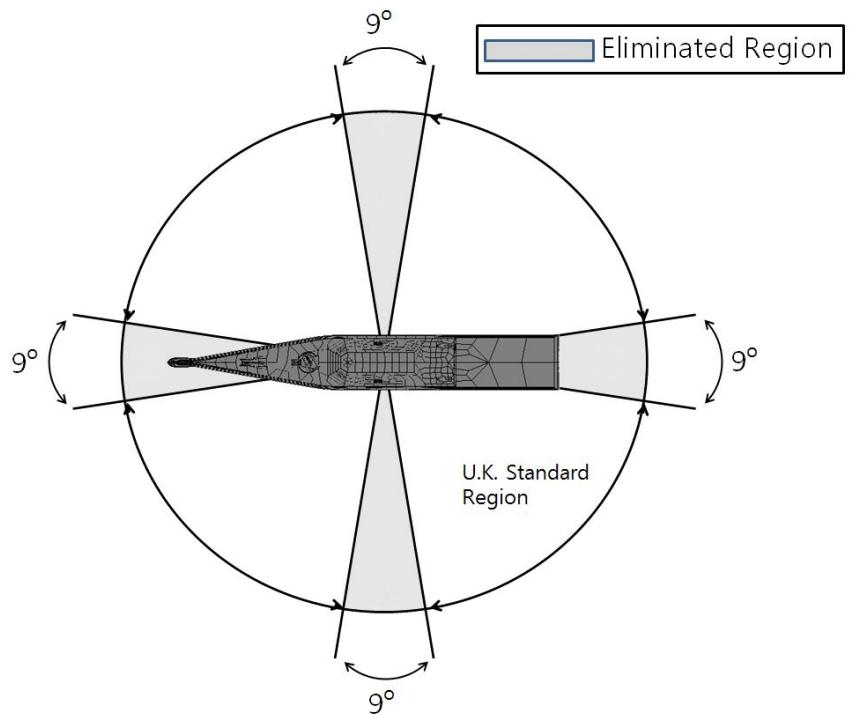


그림 2.2 RCS 대응권 영국 기준

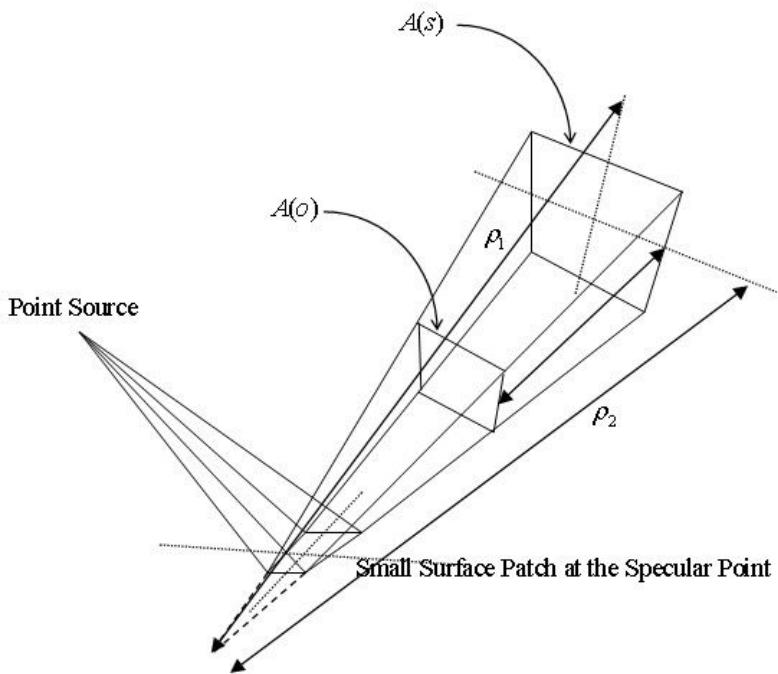


그림 2.3 Geometrical optics reflection from  
a doubly curve surface

### 3. 복잡한 표적의 RCS 추정

#### 3.1. 도입

임의의 곡면은 여러 개의 삼각형 같은 다변형(polygon)으로 근사화를 할 수 있는데, 복잡한 형상의 표적에 대한 고주파수 영역에서의 표적강도를 예측할 때 표적을 모델링 하는 기본 요소가 평판이다. 따라서 이번 장에서는 평판에 대한 RCS를 Helmholtz-Kirchhoff 적분식을 기반으로 해서 Kirchhoff 근사화를 통해서 유도하였다.

또한 복잡한 형상을 갖는 표적에 대해서 RCS를 추정하기 전에 앞서서 보다 간단한 형상인 원기둥과 잘려진 원뿔 형상에 대한 RCS를 추정하였다. 앞서 언급한 대로, 고주파수 영역에서의 RCS 추정은 전체 표적을 수학적으로 표현 가능한 간단한 형상을 가지는 요소로 분해한 후 각 요소에 대한 RCS를 추정하고 그것들을 합함으로써 전체 표적의 RCS를 구할 수 있다는 것을 이용한다. 복잡한 형상의 RCS 해석의 정확도를 높이기 위해서 은면과 가시면 선정방법과 다중반사에 의한 RCS를 고려하기 위해서 다중반사의 경로와 유효면적 선정방법에 대해서 알아보았다.

#### 3.2. Gauss 및 Green 정리

Helmholtz-Kirchhoff 적분식에 앞서서 그 적분식의 근간이 되는 그린 정리(Green's Theorem)에 대해서 살펴보았다.

부피  $V$ 안에 소스로부터 어떤 장(field)  $\mathbf{F}$ 가 형성된다고 하면, 여기서  $\mathbf{F}$ 는 벡터(vector)이다. 그리고 부피  $V$ 를 넓이  $S$ 가 둘러싸고 있다고 하면 바깥쪽으로의 풀럭스(flux)는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\text{flux} = \int_S \mathbf{F} \cdot d\mathbf{S} \quad (3.2.1)$$

여기서,  $dS$ 는 미소 요소이고 방향은 부피를 둘러싸는 표면의 한쪽 법선 방향(normal direction)을 가리킨다.

그런 정리는 부피  $V$ 를 둘러싸는 넓이  $S$ 를 통해서 바깥으로 나가는 풀 렉스와 소스의 divergence의 합이 같다는 것을 뜻하므로 다음의 식으로 그린 정리를 쓸 수 있다.

$$\int_S \mathbf{F} \cdot d\mathbf{S} = \int_V \nabla \cdot \mathbf{F} dV \quad (3.2.2)$$

$U_1$ 과  $U_2$ 를 어떤 스칼라(scalar) 양을 나타내는 과동 방정식의 해라고 하고,  $U_1 \nabla U_2$ 와  $U_2 \nabla U_1$ 으로 쌍을 만든 후 식 (3.2.2)에 각각 대입하면 다음의 식 두 개를 얻는다.

$$\int_S U_1 (\nabla U_2) \cdot d\mathbf{S} = \int_V \nabla \cdot (U_1 \nabla U_2) dV \quad (3.2.3)$$

$$\int_S U_2 (\nabla U_1) \cdot d\mathbf{S} = \int_V \nabla \cdot (U_2 \nabla U_1) dV \quad (3.2.4)$$

위 식의 우변은 전개를 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\nabla \cdot (U_1 \nabla U_2) = \nabla U_1 \cdot \nabla U_2 + U_1 \nabla^2 U_2 \quad (3.2.5)$$

$$\nabla \cdot (U_2 \nabla U_1) = \nabla U_2 \cdot \nabla U_1 + U_2 \nabla^2 U_1 \quad (3.2.6)$$

위의 식을 식 (3.2.3), (3.2.4)에 각각 대입한 후 빼면 다음과 같은 그린 정리를 얻을 수 있다.

$$\int_S (U_1 \nabla U_2 - U_2 \nabla U_1) \cdot dS = \int_V (U_1 \nabla^2 U_2 - U_2 \nabla^2 U_1) \cdot dV \quad (3.2.7)$$

식 (3.2.7)의 좌변의 항들에서 구배에 관한 항들을 다음의 식 (3.2.8)과 같이 미소 요소  $dS$ 에서 법선 미분(normal derivative) 성분으로 바꾸면 최종적으로 식 (3.2.9)와 그린 정리를 얻을 수 있다.

$$\nabla U_1 \cdot dS = -\frac{\partial U_1}{\partial n} dS \quad \text{and} \quad \nabla U_2 \cdot dS = -\frac{\partial U_2}{\partial n} dS \quad (3.2.8)$$

$$-\int_S (U_1 \frac{\partial U_2}{\partial n} - U_2 \frac{\partial U_1}{\partial n}) dS = \int_V (U_1 \nabla^2 U_2 - U_2 \nabla^2 U_1) \cdot dV \quad (3.2.9)$$

### 3.3. Helmholtz–Kirchhoff's Integral Equation

$Q$  점에 있는 소스가 주파수  $\omega = kc$ 인 연속적인 파를 발산한다고 가정한 후 과동 방정식을 만족시키는 해를  $U_1(x, y, z, t)$ ,  $U_2(x, y, z, t)$ 라고 한다. 또한 장(field)은 시간에 대해서 하모닉 (harmonic)  $\exp(i\omega t)$ 로 가정하고 그린 정리 식 (3.2.9)를 적용시키면 다음과 같은 적분 방정식을 얻을 수 있다.

$$-\int_S \left( U_1 \frac{\partial U_2}{\partial x} - U_2 \frac{\partial U_1}{\partial x} \right) dS + \int_{S'} \left( U_1 \frac{\partial U_2}{\partial x} - U_2 \frac{\partial U_1}{\partial x} \right) dS' = 0 \quad (3.3.1)$$

식 (3.3.1)에서  $Q'$ 는  $Q$ 에서의 소스 특이점 (source singularity) 효과를 제거하기 위해서 소스 주변을 반 구형 (hemi-sphere)으로 둘러싼 부분을 의미한다.

$U_2$ 를 다음과 같이 구형파 (spherical wave) 방정식을 만족시키는 해라고 가정하면  $U_2$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$U_2 = \frac{\exp(-jkR)}{R} \quad (3.3.2)$$

$S$ 까지의 거리를  $R$ ,  $S'$ 까지의 거리를  $a$ 라고 하고  $U_1$ 의 아래 첨자를 단순함을 위해서 없애면 식 (3.3.2)는 다음 같은 형태로 변형된다.

$$-\int_S U \frac{\partial}{\partial n} \left( \frac{e^{-jkR}}{R} \right) - \left( \frac{e^{-jkR}}{R} \right) \frac{\partial U}{\partial n} dS - \int_{S'} U \frac{\partial}{\partial n} \left( \frac{e^{-jka}}{a} \right) - \left( \frac{e^{-jka}}{a} \right) \frac{\partial U}{\partial n} dS' = 0 \quad (3.3.3)$$

식 (3.3.3)에서  $S'$ 에 대한 수직 미분을  $\partial/\partial a$ 으로, 미소요소면적은  $dS' = a^2 d\Omega$ 으로 치환하고 식 (3.3.3)의 두 번째 항에서  $a$ 를 0으로 극한값을 취하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\lim_{a \rightarrow 0} \int U \left( \frac{e^{-jka}}{a} \right) \left( -jk - \frac{1}{a} \right) - \left( \frac{e^{-jka}}{a} \right) \frac{\partial U}{\partial n} a^2 d\Omega = 4\pi U(Q) \quad (3.3.4)$$

따라서 식 (3.3.4)를 이용해서 반사파  $U(Q)$ 를 나타내는 식 (3.3.5)를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$U(Q) = \frac{1}{4\pi} \int_S U \frac{\partial}{\partial n} \left( \frac{e^{-jkR}}{R} \right) - \left( \frac{e^{-jkR}}{R} \right) \frac{\partial U}{\partial n} dS \quad (3.3.5)$$

식 (3.3.5)는 하모닉(harmonic) 소스에 대한 Helmholtz-Kirchhoff의 적분 방정식이다. 후에  $S$ 는 부피를 갖는 표적 표면의 넓이 요소가 된다.

### 3.4. Kirchhoff's Approximation

비록 식 (3.3.5)가 파동에 대한 표현식이지만 면적분을 수행하기에는 여전히 어렵다. 따라서 Kirchhoff Approximation을 적용해서 식 (3.3.5)를 근사 및 정리하였다. 이러한 방법을 Kirchhoff 방법(Kirchhoff method)이라고 한다.

Kirchhoff Approximation은 반사계수와 투과계수를 구할 때, 무한한 평면의 경계 면에서 무한한 평면파(plane wave)가 입사한다는 가정 하에서 구한 반사계수(reflection coefficients)와 투과계수(transmission coefficients)를 사용한다.

Kirchhoff Approximation과 함께, 표적이 존재하지 않는 가정 하에서 표적의 표면 위치에 존재할 파를  $U_s$ 라 하면 다음과 같이 반사파  $U$ 가 다음과 같은 식들로 표현될 수 있다.

$$U = \Re U_s$$

$$\frac{\partial U}{\partial n} = -\Re \frac{\partial U_s}{\partial n} \quad (3.4.1)$$

여기서,  $\Re$ 은 반사계수이다. 식 (3.4.1)을 식 (3.3.5)에 대입하면 다음과 같이 반사장에 대한 표현식을 얻을 수 있다. (그림 3.1 참고)

$$U(Q) = \frac{1}{4\pi} \int \Re \frac{\partial}{\partial n} \left( U_s \frac{e^{-jkR}}{R} \right) dS \quad (3.4.2)$$

식 (3.4.2)의 경우에도 반사계수가 적분 안쪽에 위치하기 때문에 여전히 계산을 하는 데 어려움이 있는 데 다음과 같은 가정을 통해서 근사화 할 수 있다.

- $kR \gg 1$  크고 입사각이 임계각에 근접하지 않을 때, 구면파는 평면파로 근사화될 수 있고 반사계수 및 투과계수도 평면파의 반사, 투과계수들을 이용할 수 있다.
- 반사계수나 투과계수가 상수이던가 표면 요소에 대해서 서서히 변화할 때 평균값을 쓸 수 있다.
- 경계 면이 물-공기와 같이 밀도 차가 큰 경우 수직 입사파에 대한 반사계수는 -1로 쓸 수 있다.
- 두 개의 매질에서 sound speed가 비슷하고 차이는 밀도 차에서 유발된다.

위의 4가지 가정하에서 식 (3.4.2)는 다음과 같이 반사계수가 적분 바깥으로 나온 식 (3.4.3)로 표현될 수 있다.

$$U(Q) = \frac{\Re}{4\pi} \int \frac{\partial}{\partial n} \left( U_s \frac{e^{-jkR}}{R} \right) dS \quad (3.4.3)$$

### 3.5. 간단한 형상에 대한 RCS

#### 3.5.1. 평판의 RCS

그림 3.2와 같이 기울어진 평판에 입사파가 들어올 때  $U_s$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다. (그림 3.3 참고)

$$U_s = P_{inc} \approx \frac{P_0 R_0 \exp(-jkR_s)}{R_s} \quad (3.5.1)$$

따라서 소스에서 표적 위의 미소 요소까지의 거리  $R_s$ 를 그림 3.2에서 확인할 수 있듯이  $R+x$ 로 하면, 입사파  $P_i$ 는 다음과 같은 식 (3.5.2)로

표현된다.

$$P_i = P_0 R_0 \frac{\exp(-ik(R+x))}{R+x} \quad (3.5.2)$$

식 (3.5.2)을 식 (3.4.3)에 대입하면 다음과 같이 반사파  $P_r$ 을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{\Re}{4\pi} \int \frac{d}{dn} \left[ P_i \frac{\exp(-jk(R+x))}{R+x} \right] dS \\ &= \frac{P_0 R_0 \Re}{4\pi} \int \frac{d}{dn} \left[ \frac{\exp(-2ik(R+x))}{(R+x)^2} \right] dS \end{aligned} \quad (3.5.3)$$

RCS는 인텐시티의 비를 음압의 절대값 비의 제곱으로 표현하면 다음과 같이 표현된다.

$$\sigma = 10 \log \frac{I_r}{I_i} = 10 \log \left[ \left| \left( \frac{P_r}{P_i} \right) \right|^2 \right] \quad (3.5.4)$$

$R \gg x$ 이란 조건과 함께 아래의 식(3.3.5)의 관계를 이용해서 식 (3.5.3)의 적분 안의 값을 변형시키고 그 변형시킨 결과를 이용하여 평판에 대한 RCS식을 구하면 평판의 RCS는 식 (3.5.6)과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{\exp(-2jk(R+x))}{(R+x)^2} = \frac{\exp(-2jkR) \exp(-2jzx)}{R^2 + 2Rx + x^2} \approx \frac{\exp(-2jkR)}{R^2} \exp(-2jzx) \quad (3.5.5)$$

$$\sigma = 10 \log \left[ \left( \frac{\Re}{4\pi} \int \frac{d}{dn} \exp(-2ikx) dS \right)^2 \right] \quad (3.5.6)$$

식 (3.5.6)에서  $\log$  안의 식을  $\frac{d}{dn} U(k) = -2k \cos \theta U(k)$  (small-slope approximation) 임을 이용해서 변형시키면 다음과 같이 변형할 수 있다.

$$\left( \frac{\Re}{4\pi} \int \frac{d}{dn} \exp(-2jkx) dS \right)^2 = \frac{4\Re k^2 b^2 \cos^2 \theta}{16\pi^2 \sin^2 \theta} \left( \left| \int \exp(-2jkx) \right| \right)^2 \quad (3.5.7)$$

여기서,  $a$ 와  $b$ 는 평판의 두 변의 길이이다.

식 (3.5.7) 중  $\left( \left| \int \exp(-2jkx) \right| \right)^2$  를  $x_1 = a \sin \theta$  임을 이용해서 계산하면 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} & \left( \left| \int_0^{x_1} \exp(-2jkx) dx \right| \right)^2 = \left( \left| \frac{\exp(-2jkx_1) - 1}{-2jk} \right| \right)^2 = \left( \left| \frac{-j \exp(-2jkx_1) - j}{2k} \right| \right)^2 \\ &= \frac{1}{4k^2} \left[ (\cos(2kx_1) - 1)^2 + \sin^2(2kx_1) \right] \\ &= \frac{1}{4k^2} \left[ \cos^2(2kx_1) - 2 \cos(2kx_1) + 1 + \sin^2(2kx_1) \right] \\ &= \frac{1}{4k^2} [2 - 2 \cos(2kx_1)] = \frac{1}{k^2} \left( \frac{1 - \cos(2kx_1)}{2} \right) \\ &= \frac{1}{k^2} \sin^2(kx_1) = \frac{1}{k^2} \sin^2(ka \sin \theta) \end{aligned} \quad (3.5.8)$$

위의 결과를 RCS 식 (3.5.6)에 대입함으로써 다음과 같이 평판의 RCS를 구할 수 있다.

$$\sigma = 10 \log \left( \frac{4 |\Re|^2 k^2 \cos^2 \theta \cdot b^2 \sin^2(k a \sin \theta)}{16 \pi^2 k^2 \sin^2 \theta} \right) \quad (3.5.7)$$

식 (3.5.7)를 정리하면 다음의 최종 평판의 RCS를 식 (3.5.8)과 같이 얻을 수 있다.

$$\sigma = 10 \log \left[ \left( \frac{|\Re| ab}{\lambda} \right)^2 \left( \frac{\sin(k a \sin \theta)}{k a \sin \theta} \right)^2 \cos^2 \theta \right] \quad (3.5.8)$$

참고로 평판의 RCS는 여러 RCS 관련 서적에서 확인할 수 있는데 다음과 같이 표현된다.

$$\sigma = \frac{4 \pi a^2 b^2}{\lambda^2} \left( \frac{\sin(ak \sin \theta \cos \varphi)}{ak \sin \theta \cos \varphi} \frac{\sin(bk \sin \theta \sin \varphi)}{bk \sin \theta \sin \varphi} \right)^2 (\cos \theta)^2 \quad (3.5.9)$$

여기서, 그림3.4에서 확인 할 수 있듯  $a, b$ 는 평판의 변 길이를 의미하고  $\theta, \varphi$ 는 극 좌표에서 계측한 각도를 의미한다. 따라서 평판의 RCS를 나타내는 식 (3.5.9)를 가지고, RCS를 구하면 다음과 같이 식 (3.5.10)로 구할 수 있는데, 식 (3.5.10)에서  $\varphi=0$ 일 때를 구하면, 식 (3.5.8)와 일치하는 관계를 얻을 수 있음을 확인할 수 있고, 물리광학이 주는 결과와 Kirchhoff Approximation이 주는 결과는 서로 같다고 할 수 있다.

$$\sigma = 10 \log \left[ \frac{a^2 b^2}{\lambda^2} \left( \frac{\sin(ak \sin \theta \cos \varphi)}{ak \sin \theta \cos \varphi} \frac{\sin(bk \sin \theta \sin \varphi)}{bk \sin \theta \sin \varphi} \right)^2 (\cos \theta)^2 \right] \quad (3.5.10)$$

식 (3.5.10)를 이용하여서 평판의 크기와 주파수 변화에 따른 RCS 해석을 진행하였다. 가로 1m, 세로 1m 인 사각형 판에 대해서 거리 20km에서 레이다의 위치와 주파수를 변화시키면서 RCS를 계산해보았다. 그림 3.5.는 4GHz 일 때의 결과이고, 그림 3.6, 3.7, 3.8은 각각 주파수가 8GHz, 12GHz, 18GHz 일 때의 결과이다. 표 3.1은 주파수에 따른 평판의 RCS 값을 나타낸다. 표 3.1에서 볼 수 있듯이 주파수가 증가할수록 RCS의 값의 최대치가 증가하는 양상을 볼 수 있다. 그림 3.9에 나타낸 것처럼 주파수가 증가함에 따라서 RCS 평균과 최댓값이 증가하지만 그 값은 평판에 수직입사각 2도 전후를 제외하고는 그 값이 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 표 3.2 은 평판의 수직입사각 2도 전후를 제외한 평균 값을 나타낸다. 수직 입사각 2도 전후를 제외한 결과 주파수가 증가하더라도 RCS 평균의 변화가 크지 않는 것을 볼 수 있다. 또한 평판의 가로, 세로 길이를 1m, 2m, 3m, 4m로 증가시켜 RCS를 계산해보았다. 그림 3.10는 평판의 가로, 세로 길이가 2m일 때의 결과이고, 그림 3.11, 3.12, 은 각각 평판의 가로, 세로 길이가 3m, 4m 일 때의 결과이다. 표 3.3. 은 평판의 크기에 따른 RCS 값을 나타낸다. 표 3.3.에서 볼 수 있듯이 평판의 크게 증가함에 따라서 RCS 가 증가하는 것을 볼 수 있다.

### 3.5.2. 실린더 형상의 RCS

실린더 형상의 표적에 대한 RCS에 대한 이론 해는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\sigma = 10 \log \left[ \frac{aL^2}{2\lambda} \left( \frac{\sin(kL \sin \theta)}{kL \sin \theta} \right)^2 \cos^2 \theta \right] \quad (3.5.11)$$

또한 위의 RCS식이 정확한 예측 값을 주는 조건은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} ka &>> 1 \\ r &> L^2 / \lambda \end{aligned} \quad (3.5.12)$$

여기서, 그림 3.13에서 볼 수 있듯이  $a$ 는 실린더 단면의 반지름이고  $L$ 은 실린더의 높이,  $k$ 는 파수(wave number),  $\lambda$ 는 파장을 의미하고  $r$ 은 음원과 표적의 기하학적 중심까지의 거리를 의미한다. 식 (3.5.12)이 뜻하는 바는 파장에 대해서 구조물의 크기가 크고, 원거리(far-field)에서 적용했을 때만이 추정 결과가 정확하다는 것을 뜻한다. Kirchhoff Approximation이 기본 가정이고 이 조건을 벗어난 환경에서는 RCS를 정확히 추정할 수 없다.

실린더 형상의 표적에 대한 RCS를 구하기 위해서 우선 실린더 형상의 표적을 충분히 많은 수의 평판으로 모델링 하여서 단면의 형상이 원에 가깝게 모델링 하였다. 모델링 한 결과는 그림 3.14과 같다. 법선 벡터는 후에 레이다의 위치 쪽에 있는 평판, 즉 RCS 계산이 될 평판을 판별할 때 쓰이게 된다.

RCS를 추정하기 위해서 우선 하나의 레이다 위치에 대해서 각각의 평판에 대한 RCS를 식 (3.5.10)으로 구한다. 이 때 중요한 절차는 계산이 될 평판과 계산에서 제외할 평판을 구분 짓는 것이다. 이는 표적의 표면 중에서 레이다가 있는 쪽으로 위치한 표면은 레이다로부터 입사되는 음파에 대해서 직접 반사가 일어나지만 레이다의 반대편에 있는 표면들은 입사 음파가 바로 부딪혀서 반사가 일어나지 않기 때문에 계산에서 제외를 해야 하기 때문이다. 레이다 반대편에 위치한 표면들은 회절 (diffraction)이나 creeping wave를 고려할 때 RCS에 영향을 미치게 된다.

레이다 쪽에 위치해서 입사 전자파에 의해 바로 반사가 일어나게 되는 영역에 위치한 평판들을 찾기 위해서, 각 평판의 법선 벡터를 구하고, 입사 단위 벡터와 내적을 통해서 사이 각을 구해 RCS 계산이 될 평판을

찾았다. 그리고 그러한 평판에 식 (3.5.10)을 적용해서 각 평판의 RCS를 구하였으며, 레이다의 반대편에 위치한 평판들은 모두 0으로 계산하였다.

그림 3.14은 반지름이 1m, 높이가 10m인 실린더 형상의 모델링이다. 실린더 표적에 대해서 거리  $r$ 이 20km이고 주파수 4, 8, 12, 18 GHz일 때 이론해와 비교한 해석 결과를 비교했다. 그림 3.15, 3.16, 3.17, 3.18은 요소를 100개로 나눈 실린더를 주파수 4, 8, 12, 18 GHz로 해석한 결과와 이론해를 비교한 결과이다. 붉은색은 이론해를 나타내고, 파란색은 해석프로그램을 통한 결과이다. 모든 주파수대역에서 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 또한 4 GHz에 대해서 요소 수를 50개, 200개로 변화시켜 해석을 진행해 보았다. 그림 3.19는 요소 수 50개일 때의 결과이고, 그림 3.20은 요소 수 200개일 때의 결과이다. 요소가 많을수록 이론해와 더욱 잘 일치하는 것을 알 수 있는데 이는 모델링이 더욱 정확하게 되었을 때 보다 더 정확한 RCS 값을 얻을 수 있다는 것을 뜻한다.

### 3.5.3. 잘려진 원뿔 형상의 RCS

잘려진 원뿔 형상의 표적에 대한 RCS는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\sigma = 10\log \left[ \frac{\lambda z \tan \alpha}{8\pi \sin \theta} \left( \frac{\sin \theta - \cos \theta \tan \alpha}{\sin \theta \tan \alpha + \cos \theta} \right)^2 \frac{1}{4\pi} \right] \quad (3.5.13)$$

여기서,  $z$ 는 잘려진 원뿔 형상의 작은 쪽 끝단 쪽으로 입사파가 들어오면 작은 쪽 끝단의  $z$  좌표가 되고, 큰 쪽 끝단 쪽이면 그 큰 끝단의  $z$  좌표가 된다. 또한  $r$ 은 반지름이며  $a$ 는 그림 3.21에서 보여 지듯이 원뿔이 기울어진 각도이다.

그림 3.18은  $z_1=0$ ,  $z_2=10$  m이고  $r_1$ ,  $r_2$ 은 각각 1 m 와 2 m인 표적에 대한 모델링이다. 주파수 4, 8, 12, 18 GHz일 때, 표적과 레이다의 떨어진 거리 20 km에 대해서 계산을 수행하였다. 실린더 표적과 마찬가지로

표면을 원주 방향으로 100등분 하여 평판으로 모델링한 후 레이다 쪽에 위치한 평판들의 RCS를 추정한 후 합으로써 전체 형상의 RCS를 구한 후 이론 해 식 (3.5.13)과 비교하였다. 그림 3.23, 3.24, 3.25, 3.26은 주파수 4, 8, 12, 18 GHz일 때의 해석결과와 이론해를 비교한 결과이다. 붉은 색은 이론해를 나타내고, 파란색은 해석프로그램을 통한 결과이다. 실린더와 마찬가지로 모든 주파수 대역에서 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

### 3.6. 임의의 다각형 평판에 대한 RCS

고주파수 영역에서의 복잡한 표적의 RCS추정은 전체 표적을 많은 수의 기하학적으로 단순한 형태를 갖는 여러 개의 조각으로 나누어서 각각의 RCS을 추정한 다음 표적의 총 RCS를 구한다.

간단한 형상을 갖는 표적의 경우에는 표적의 각각의 부분들에 의한 전체 표적에 대한 공현도를 결합시켜서 전체 RCS를 추정할 때 각 부분들이 지니는 상대적인 위상차를 고려해야 한다. 위상차는 레이다의 위치와 표적의 위치에 대한 거리의 지수함수(exponential function)로서 표현된다. 복잡한 표적의 RCS를 구하기 위하여 RCS 추정 기법을 도입하면,

$$\sqrt{\sigma}_{total} \approx \sum_n \sqrt{\sigma}_n \quad (3.6.1)$$

여기서,  $\sqrt{\sigma_{total}}$ 는 위상차를 가지는 전체 표적의 RCS이고  $n$ 은 나눈 총 부분요소의 개수,  $\sqrt{\sigma}_n$ 는 위상 정보를 가지고 있는 각 부분에서의 RCS를 의미한다.

하지만 크고 복잡한 표적의 경우는 많은 수의 여러 요소들로 나뉘지는 데 그러한 경우 각각의 요소들이 전체 표적 강도에 주는 영향도가 서로 비슷비슷하게 된다. 이러한 경우 많은 수의 요소 부분들에 대한 상대적인 위상차를 고려할 때 아주 작은 오차도 전체 RCS를 추정할 때 큰 오

차를 유발시킬 수 있기 때문에 이러한 큰 오차를 피하기 위해서 아래의 식과 같이 각각의 부분들에 대한 상대적인 위상차를 고려하지 않는 접근 방법 (noncoherent approach)을 사용하기도 한다.

$$\sigma_{total} \approx \sum_n \sigma_n \quad (3.6.2)$$

여기서,  $\sigma_{total}$ 는 위상차를 가지지 않는 전체 표적의 RCS이고  $n$ 은 나눈 총 부분요소의 개수,  $\sigma_n$ 는 위상 정보를 가지지 않는 각 부분의 RCS를 의미한다.

임의의 곡면을 갖는 복잡한 구조물에 대해서 신뢰성을 줄 수 있는 RCS를 추정하기 위해서는, 그 구조물의 형상을 정확히 모델링 해야 하는 것이 가장 중요한 작업 중에 하나이지만, 직사각형 평판으로는 임의의 곡면에 대한 정확한 모델링을 할 수 없게 된다. 따라서 변의 수가 3개, 4개, 5개 이상 등등 이러한 임의의 다각형에 대한 식이 필요하게 된다. 이에 대한 식은 Gordon에 의해서 다음과 같은 식으로 유도되었다[6].

$$\sqrt{\sigma} = -\frac{\hat{n} \cdot \hat{e}_r \times \hat{h}_i}{\sqrt{\pi T}} e^{jkr_0} \cdot \bar{w} \sum_{m=1}^M (\hat{p} \cdot \bar{a}_m) e^{jkr_m} \cdot \bar{w} \frac{\sin(k\bar{a}_m \cdot \bar{w}/2)}{k\bar{a}_m \cdot \bar{w}/2} \quad (3.6.3)$$

여기서, 각 변수들은 다음과 같다.

$\sigma$  = 평판의 양상태 RCS

$\hat{n}$  = 평판의 법선 단위 벡터

$\hat{e}_r$  = 반사파의 전기장 단위 벡터

$\hat{h}_i$  = 입사파의 자기장 단위 벡터

$\bar{r}_0$  = 레이다에서 좌표축의 원점을 가리키는 벡터

$\bar{w}$  = 단위 입사 방향 벡터 - 단위 반사 방향 벡터

$\overline{a_m}$  = 평판에서 m 번째 변을 길이와 위치를 나타내는 벡터

$\overline{r_m}$  = m 번째 변의 중점을 가리키는 위치 벡터

$T$  = 평판이 있는 평면으로의 정사영 시켰을 때의 벡터 길이

$$\hat{p} = \hat{n} \times \overline{w} / |\hat{n} \times \overline{w}|$$

$M$  = 변의 개수

여기서,  $T$  가 0이 될 때는 식 (3.6.3)은 발산을 하게 되는 데 그 때는 아래의 식을 쓴다.

$$\sqrt{\sigma} = -\frac{ikA}{\sqrt{\pi}} \cos\theta \exp[jk\overline{r_0} \cdot \overline{w}] \quad (3.6.3)$$

이 결과를 이용하면 복잡한 표적의 RCS를 쉽게 구할 수 있다.

### 3.7. 은면과 가시면의 설정

#### 3.7.1. 후면 적출법(Back-Face Culling)

복잡한 구조물에 대해서 RCS를 해석할 경우 레이더의 관측점에서 보이는 부분만 해석을 수행하고 보이지 않는 부분에 대해서는 해석에서 제외 시켜야 정확한 해석결과를 얻을 수 있다. 후면 적출법은(Back-Face Culling) dms 입사파가 x 방향일 때 평판의 법선벡터가 -x방향일 때, 즉 입사파의 벡터와 평판의 법선벡터의 내적이 0보다 작은 경우 해석에서 제외시켜 보이는 부분만 해석하는 방법이다. 이 방법을 이용할 경우 모델의 요소의 법선벡터가 모두 바깥쪽을 향하도록 모델링을 수행하여야 한다. 또한 이 방법은 구와 같은 간단한 구조물에서는 잘 일치하지만, 구조물의 형상이 복잡하여 볼록한 형상이 겹칠 경우 앞의 구조물에 의해 가려진 부분을 고려하지 못하므로 정확한 해석을 진행할 수 없다.

### 3.7.2. 은면제거(Hidden-Surface Elimination)

3.7.1.에서 살펴본 후면적출법의 단점인 구조물이 겹치는 복잡한 형상에 대하여 해석하기 위해서 은면제거(Hidden-Surface Elimination) 방법을 사용해야 한다. 은면제거를 적용할 경우 복잡한 구조물의 형상에 의해 가려진 부분이 있을 경우에도 정확한 해석을 수행할 수 있다. 하지만 은면제거는 후면적출법에 비해 많은 시간이 소요된다. 구조물의 요소가  $n$ 개인 경우 후면 적출법의 경우  $n$ 번의 연산이 요구되지만, 은면제거의 경우 가리는 요소와 가려지는 요소에 대해서 각각의 확인이 필요하므로  $n^n$ 번의 연산이 요구된다. 은면제거 단독으로 실행할 경우 연산시간이 오래걸리기 때문에 후면 적출법을 선행한 이후에 은면제거를 수행한다.

## 3.8. 다중 반사 표적

### 3.8.1. 다중 반사에서의 파의 진행 경로 추정 기법

다중 반사를 고려하기 위하여 평판에 파가 입사하고 반사될 때 파의 진행 경로를 찾고 이를 이용해 Cross Section를 추정하는 방법은 다음의 두 가지 방법이 있다.

첫째로 PO-PO를 통한 방법이 있다. 그러나 이 방법으로 반사된 파에 대한 RCS를 구하기는 어렵고 다루기도 쉽지 않다. 또한 각각의 평판들이 서로 가깝게 인접해 있기 때문에 PO의 가정인 원거리 근사법에 맞지 않는다. 더욱이 이중 반사의 경우 반사에 의한 RCS를 구하기 위해 2번의 면적분이 수행되어야 되는데, 다중 적분의 경우 여러 번의 면적분이 수행되어 많은 문제점을 가지고 있다.

다음으로 GO-PO를 통한 방법이 있다. 그림 3.27에 나타난 것처럼 이 방법은 GO를 기반으로 다른 평판으로 반사하는 파의 경로를 찾고 최종적으로 레이다로 들어오는 파에 의한 RCS을 PO를 통해 구하는 방법이

다. 표적에 입사한 파가 4번의 반사를 통해서 최종적으로 레이다로 입사한다고 한다면 3번의 GO를 통해서 반사 경로를 구하고 마지막 PO를 통하여 마지막 평판에서 레이다로 입사하는 파에 대한 RCS을 구한다. GO를 통해 경로를 구함에 있어서 각각의 평판들은 거울과 같은 역할을 한다고 가정한다. 즉, 평판의 법선 벡터에 대해  $\theta$ 만큼의 각을 이루고 입사한 파는 다시  $\theta$ 만큼의 각을 이루면서 반사된다.

### 3.8.2. 유효 면적 구하기

그림 3.28에서 알 수 있듯이 변의 길이가 b인 부분으로 입사한 파가 변의 길이가 a인 부분으로 반사되어 입사할 때 실제로 모든 길이 a로 입사하는 것이 아니고 길이 a'만큼만 입사한다. 즉 실제 입사한 파가 물체에 의해 간섭되는 부분은 전체 변 중에서 길이가 a'인 부분만이 관여하게 된다. 따라서 이 a'가 유효 길이가 되고 실제 RCS 값을 계산할 때 이 길이만 사용된다. 위와 같은 방법을 이용하여 그림 3.29에 나타난 것처럼 유효면적을 산정한다.

다중반사에 대한 효과를 알아보기 위하여 평판의 크기가 0.179m이고, 내각이 90도인 모델에 대해서 해석을 수행해보았다[1]. 해석모델은 그림 3.30과 같다. 그림 3.31은 다중반사를 고려하지 않았을 때의 해석결과이고, 그림 3.24는 다중반사를 고려하였을 때의 해석결과이다. 다중반사를 고려했을 경우와 고려하지 않았을 경우 최대 약 20dB 이상 차이가 나타나는 것을 볼 수 있다.

위의 결과로부터 정확한 RCS 예측을 위해서는 다중반사가 필수적으로 고려되어야 하는 사항인 것을 알 수 있다.

## 3.9. 프레넬 반사계수

해양표적이 전자기파가 투과 가능한 다층면으로 구성되어 있을 경우, E-편파 및 H-편파에 대한 프레넬 반사계수  $R_E$ 와  $R_H$ 는 다음과 같은 식

으로 계산할 수 있다[7,8].

$$R_E = \frac{Z_{iE}^{(2)} \cos \alpha^{(1)} - Z^{(1)} \cos \alpha^{(1)}}{Z_{iE}^{(2)} \cos \alpha^{(1)} + Z^{(1)} \cos \alpha^{(1)}} \quad (3.9.1)$$

$$R_H = \frac{Z^{(1)} \cos \alpha^{(1)} - Z_{iH}^{(2)} \cos \alpha^{(2)}}{Z^{(1)} \cos \alpha^{(1)} + Z_{iH}^{(2)} \cos \alpha^{(2)}} \quad (3.9.2)$$

여기서,  $\alpha^{(1)}$ 과  $\alpha^{(2)}$ 는 다층구조 표면에 대한 입사각과 굴절각을 나타내며,  $Z^{(1)}$ 는 공기층의 임피던스 (약  $377\Omega$ )를,  $Z_{iE}^{(2)}$ 와  $Z_{iH}^{(2)}$ 는 공기층과 두 번째 층 사이 표면에 대한 E-편파 및 H-편파 임피던스를 각각 나타내고,  $Z_{iE}^{(2)}$ 와  $Z_{iH}^{(2)}$ 는 식 (3.9.3)와 식 (3.9.4)의 반복계산으로부터 구할 수 있다.

$$Z_{iH}^{(n)} = \begin{cases} \frac{Z_{iH}^{(n+1)} \cos \alpha^{(n+1)} + Z^{(n)} \cos \alpha^{(n)} \tanh(k^{(n)} d^{(n)} \cos \alpha^{(n)})}{Z^{(n)} \cos \alpha^{(n)} + Z_{iH}^{(n+1)} \cos \alpha^{(n+1)} \tanh(k^{(n)} d^{(n)} \cos \alpha^{(n)})} Z^{(n)}, & n = 2, 3, \dots, N-1 \\ Z^{(N)}, & n = N \end{cases} \quad (3.9.3)$$

$$Z_{iE}^{(n)} = \begin{cases} \frac{Z_{iE}^{(n+1)} \cos \alpha^{(n)} + Z^{(n)} \cos \alpha^{(n+1)} \tanh(k^{(n)} d^{(n)} \cos \alpha^{(n)})}{Z^{(n)} \cos \alpha^{(n+1)} + Z_{iH}^{(n+1)} \cos \alpha^{(n)} \tanh(k^{(n)} d^{(n)} \cos \alpha^{(n)})} Z^{(n)}, & n = 2, 3, \dots, N-1 \\ Z^{(N)}, & n = N \end{cases} \quad (3.9.4)$$

여기서,  $n$ 과  $N$ 은 층 번호와 총 층수를 나타내며,  $\alpha^{(n)}$ 는 공기층에 대한  $n$ -번쩨 층의 상대입사각( $= \cos^{-1} [\sqrt{1 - \mu_r^{(1)} \epsilon_r^{(1)} / (\mu_r^{(n)} \epsilon_r^{(n)})} \sin^2 \alpha^{(1)}]$ )을,  $k^{(n)}$ 은  $n$ -번쩨 층에서의 파수( $= \omega_0 \sqrt{-\epsilon_0 \epsilon_r^{(n)} \mu_0 \mu_r^{(n)}}$ )를,  $Z^{(n)}$ 은  $n$ -번쩨 층에 대한 임피던스( $= \sqrt{\mu_0 \mu_r^{(n)} / (\epsilon_0 \epsilon_r^{(n)})}$ )를,  $\omega_0$ 은 전자기파의 주파수를 의미한다.

또한  $\epsilon_0$ 와  $\mu_0$ 는 공기층의 유전율과 투자율을 나타내며,  $\epsilon_r^{(n)}$ 과  $\mu_r^{(n)}$ 는 n-번째 층의 비유전율과 비투자율을,  $d^{(n)}$ 은 n-번째 층의 두께를 나타낸다. 한편, 해수면과 같이 1개의 경계를 갖는 표면의 경우( $N=2$ ), 식 (3.9.1)에서 식 (3.9.4)까지를 정리하면 식 (3.9.5)와 식 (3.9.6)가 된다[8, 9].

$$R_H = \frac{\sqrt{\epsilon_r^{(2)} / \mu_r^{(2)}} \cos \alpha^{(1)} - \sqrt{1 - 1 / (\epsilon_r^{(2)} \mu_r^{(2)})} \sin^2 \alpha^{(1)}}{\sqrt{\epsilon_r^{(2)} / \mu_r^{(2)}} \cos \alpha^{(1)} + \sqrt{1 - 1 / (\epsilon_r^{(2)} \mu_r^{(2)})} \sin^2 \alpha^{(1)}} \quad (3.9.5)$$

$$R_E = \frac{\sqrt{\mu_r^{(2)} / \epsilon_r^{(2)}} \cos \alpha^{(1)} - \sqrt{1 - 1 / (\epsilon_r^{(2)} \mu_r^{(2)})} \sin^2 \alpha^{(1)}}{\sqrt{\mu_r^{(2)} / \epsilon_r^{(2)}} \cos \alpha^{(1)} + \sqrt{1 - 1 / (\epsilon_r^{(2)} \mu_r^{(2)})} \sin^2 \alpha^{(1)}} \quad (3.9.6)$$

이 결과를 이용하면 전파흡수체를 적용한 RCS를 구할 수 있다.

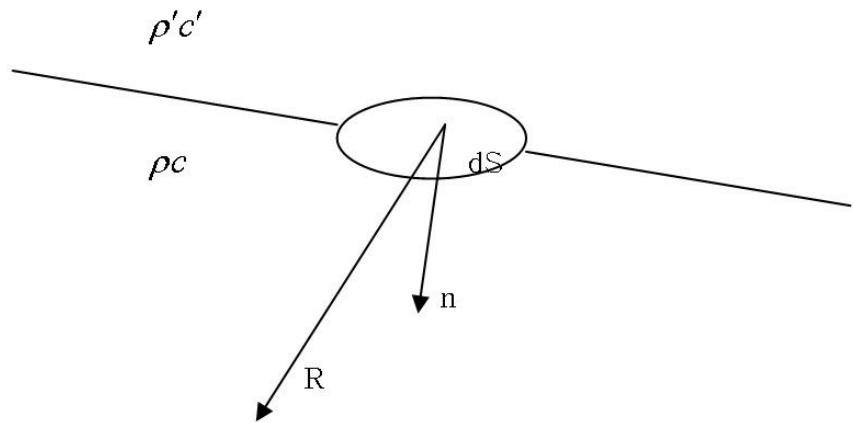


그림 3.1 Geometry for reflection and transmission

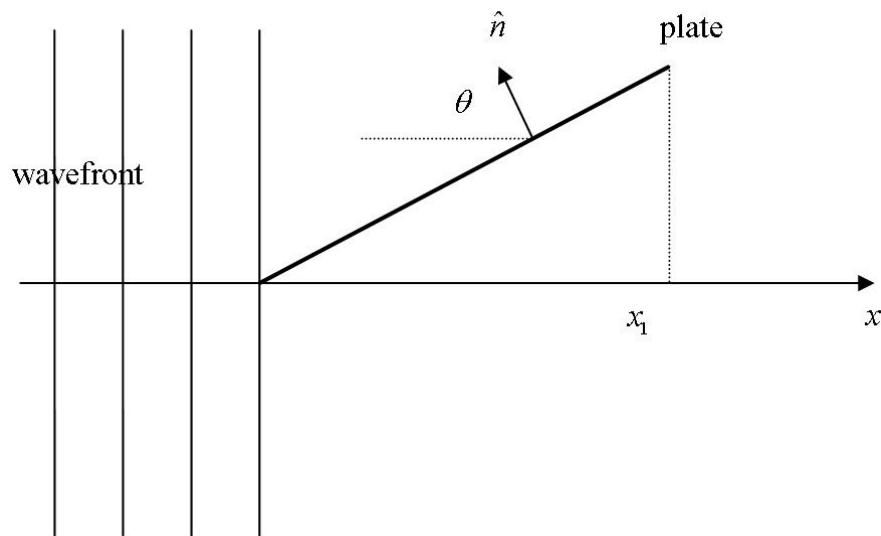


그림 3.2 Geometry for RCS expression of rectangular plate(1)

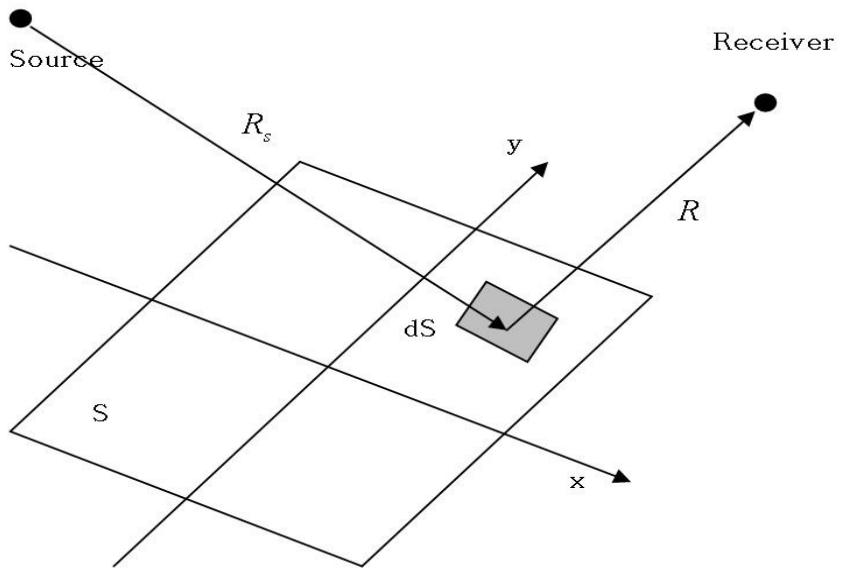


그림 3.3 Geometry for RCS expression of rectangular plate(2)

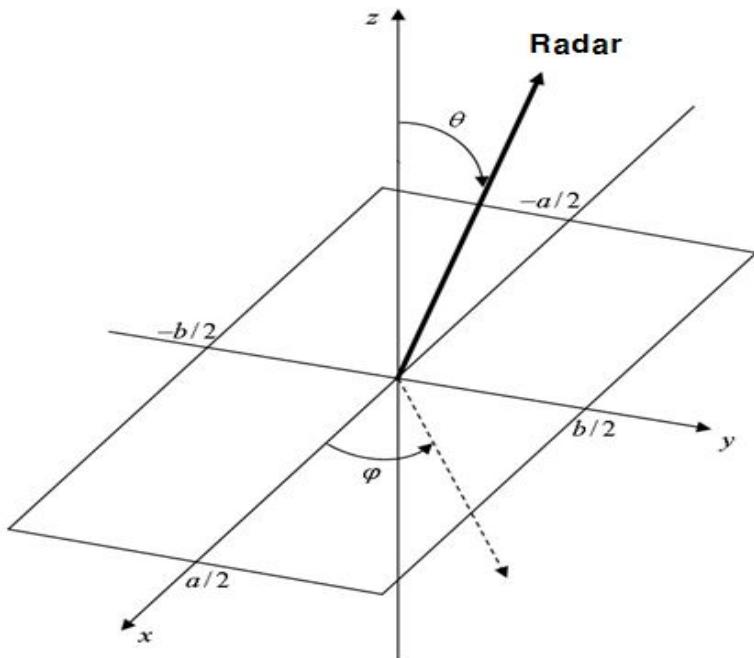


그림 3.4 Geometry for RCS of rectangular flat plate

표 3.1 RCS mean value of rectangular plate when  $f = 4, 8, 12, 18GHz$

주파수	RCS 평균	RCS 최댓값
4 GHz	16.20	35.42
8 GHz	19.22	41.45
12 GHz	22.90	44.97
18 GHz	26.00	48.49

표 3.2 RCS mean value of rectangular plate excluding  $-2 \sim 2^\circ$  when  
 $f = 4, 8, 12, 18GHz$

주파수	-2도 ~ 2도를 제외한 RCS 평균
4 GHz	6.16
8 GHz	6.15
12 GHz	5.42
18 GHz	6.49

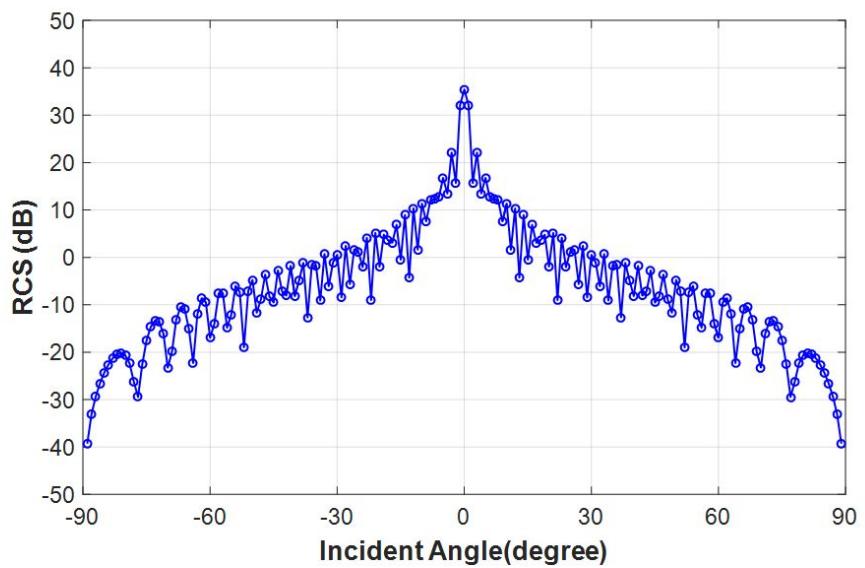


그림 3.5 RCS of rectangular plate when  $f=4GHz$

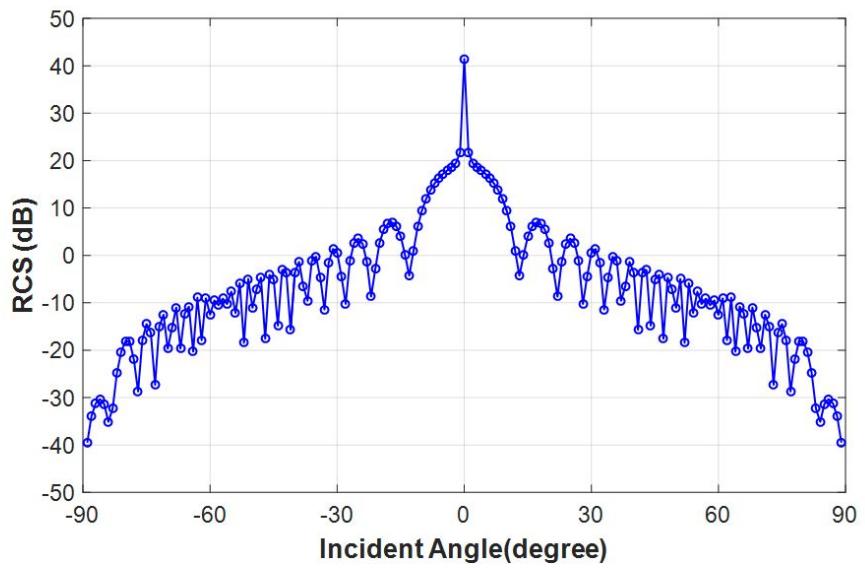


그림 3.6 RCS of rectangular plate when  $f=8GHz$

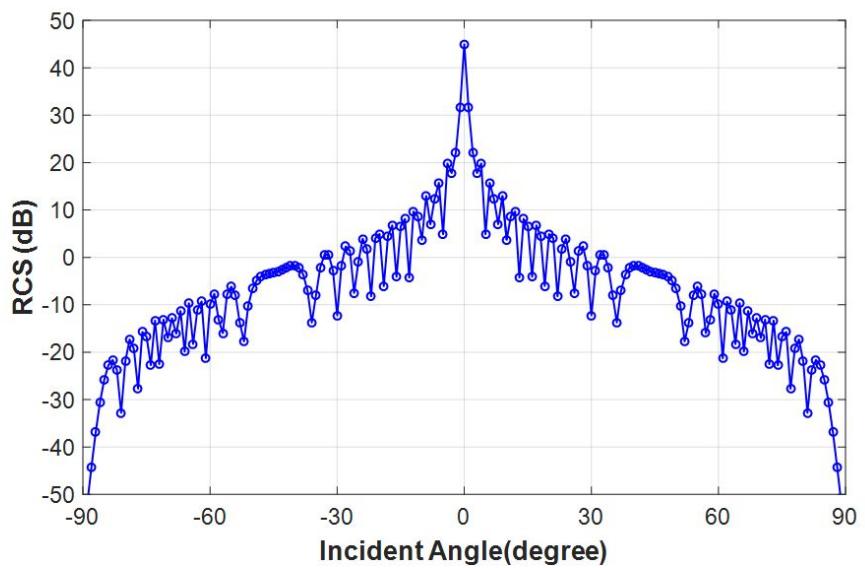


그림 3.7 RCS of rectangular plate when  $f = 12GHz$

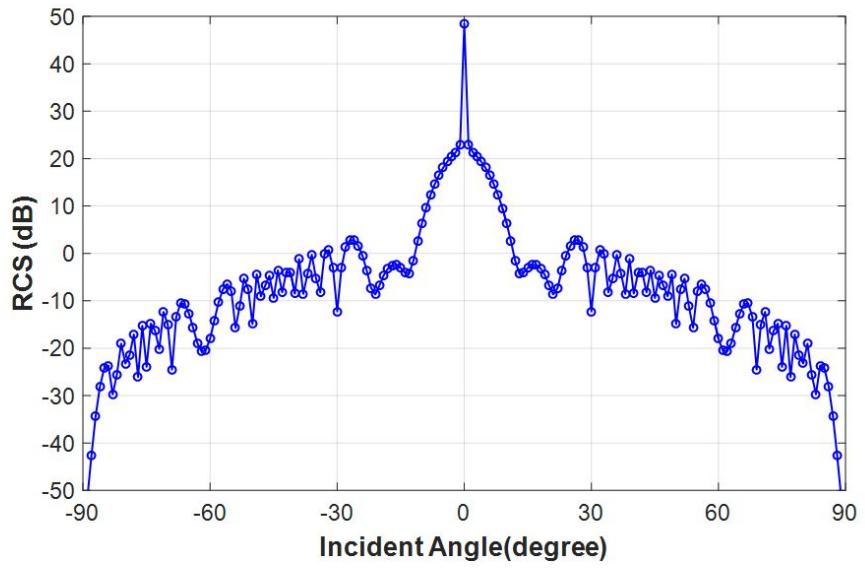


그림 3.8 RCS of rectangular plate when  $f = 18GHz$

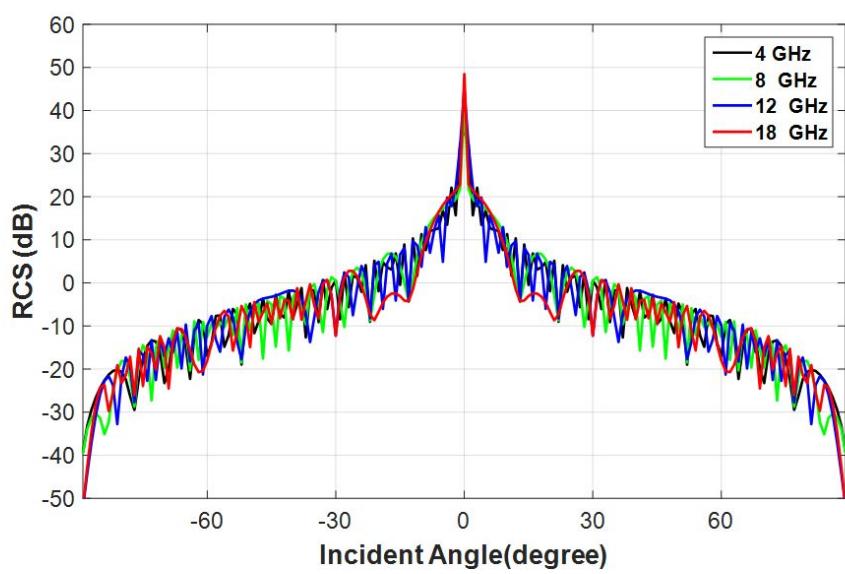


그림 3.9 RCS of rectangular plate when  
 $f = 4GHz, 8GHz, 12GHz, 18GHz$

표 3.3 RCS mean value of rectangular plate when  $a,b = 1, 2, 3, 4$  (m)

평판의 크기	RCS 평균	RCS 최댓값
1 x 1 (m)	16.20	35.42
2 x 2 (m)	23.35	45.53
3 x 3 (m)	29.74	51.82
4 x 4 (m)	33.99	56.41

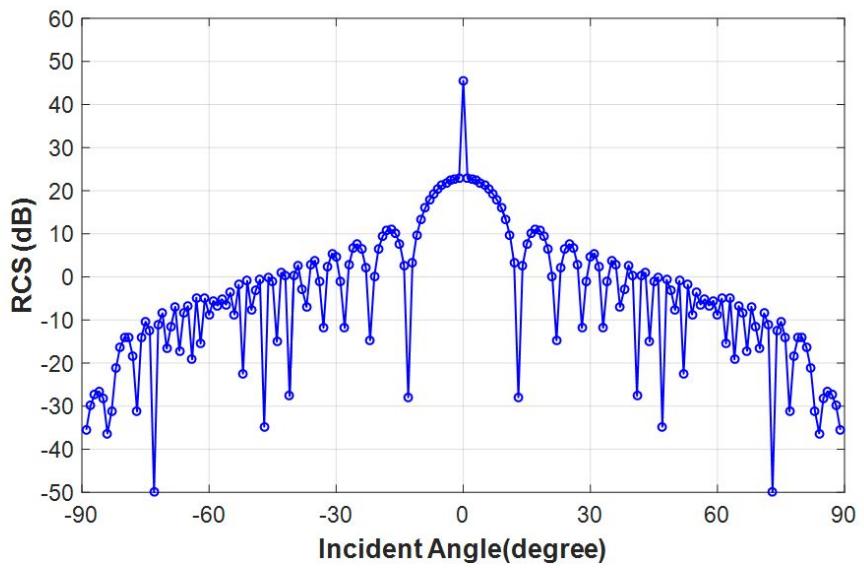


그림 3.10 RCS of rectangular plate when  $a,b=2$  (m)

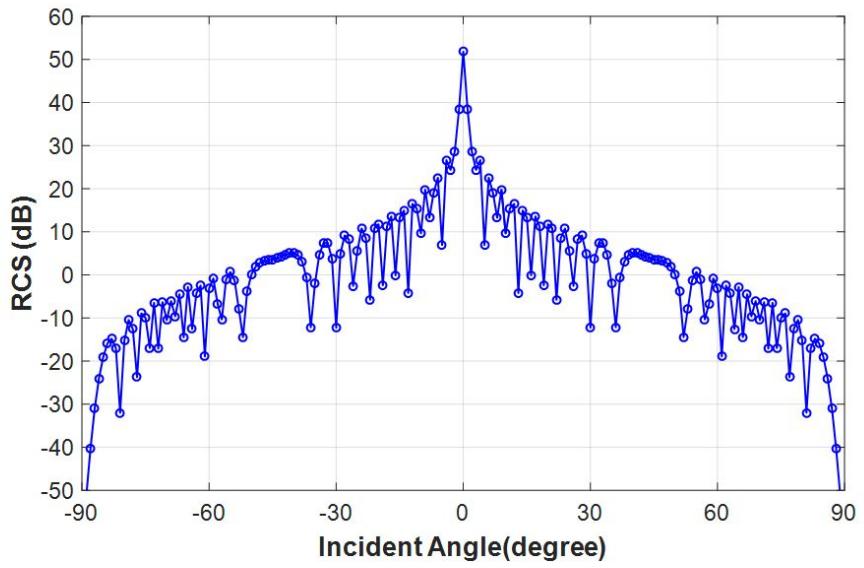


그림 3.11 RCS of rectangular plate when  $a,b=3$  (m)

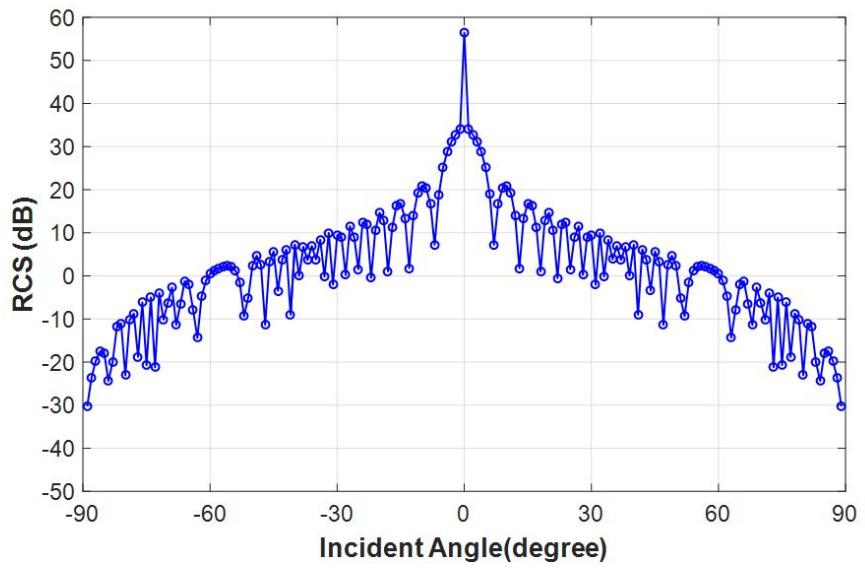


그림 3.12 RCS of rectangular plate when  $a,b = 4$  (m)

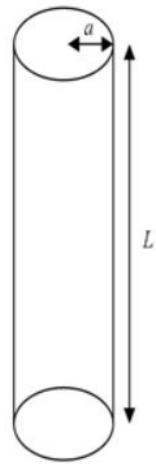


그림 3.13 Geometry of cylinder

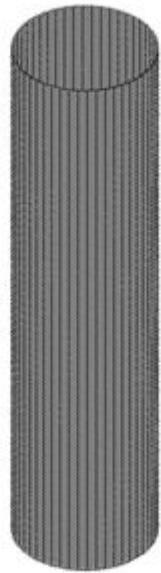


그림 3.14 Cylinder model with plates

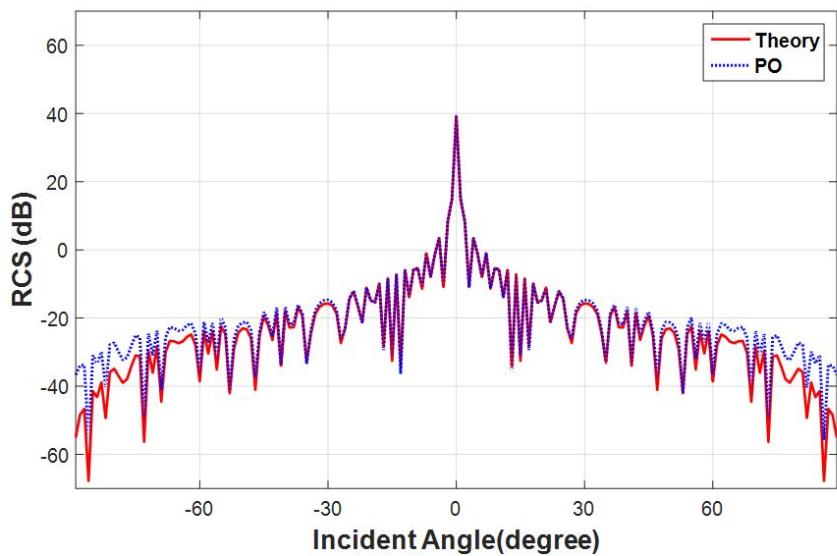


그림 3.15 RCS of Cylinder model with 100 plates when  $f = 4GHz$

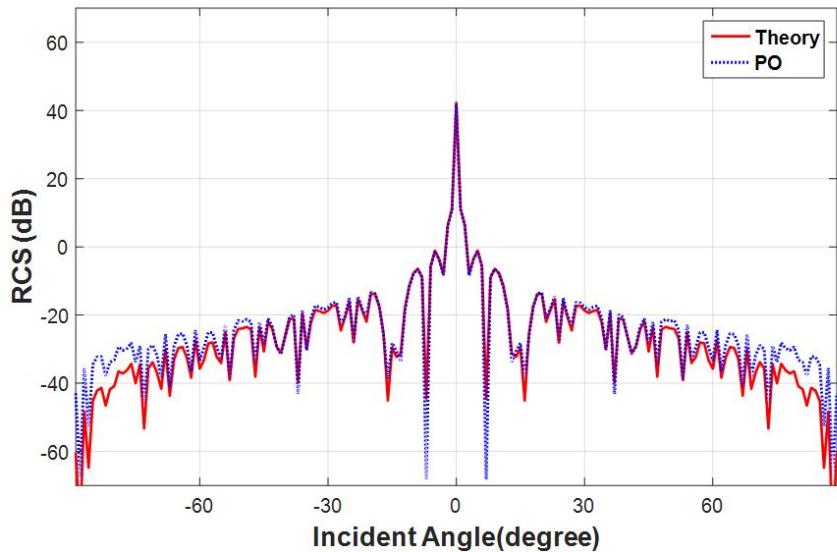


그림 3.16 RCS of Cylinder model with 100 plates when  $f = 8GHz$

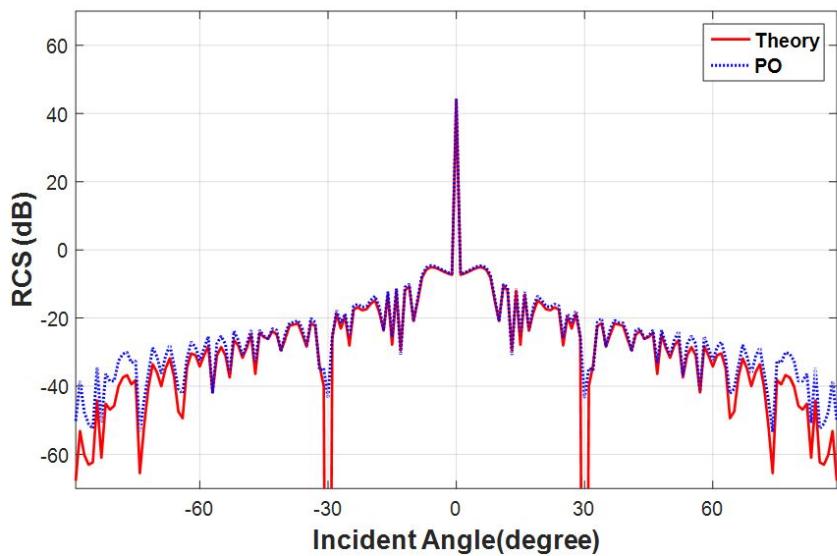


그림 3.17 RCS of Cylinder model with 100 plates when  $f = 12GHz$

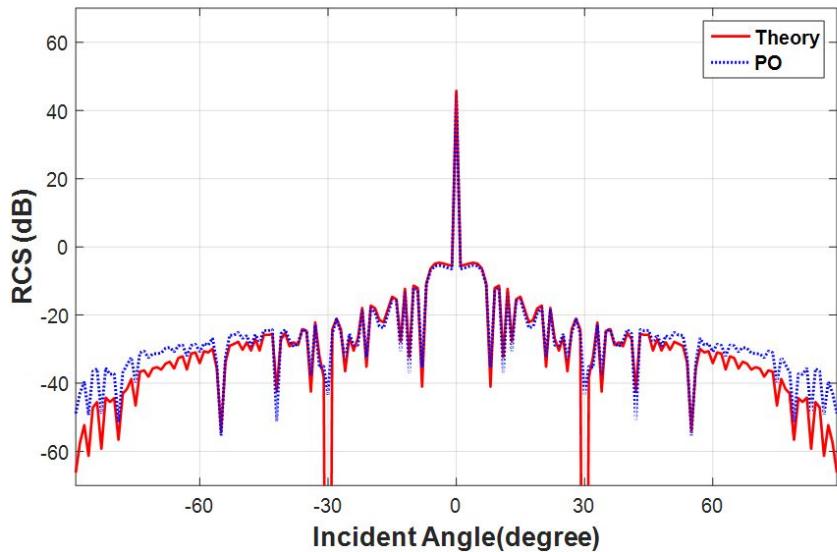


그림 3.18 RCS of Cylinder model with 100 plates when  $f = 18GHz$

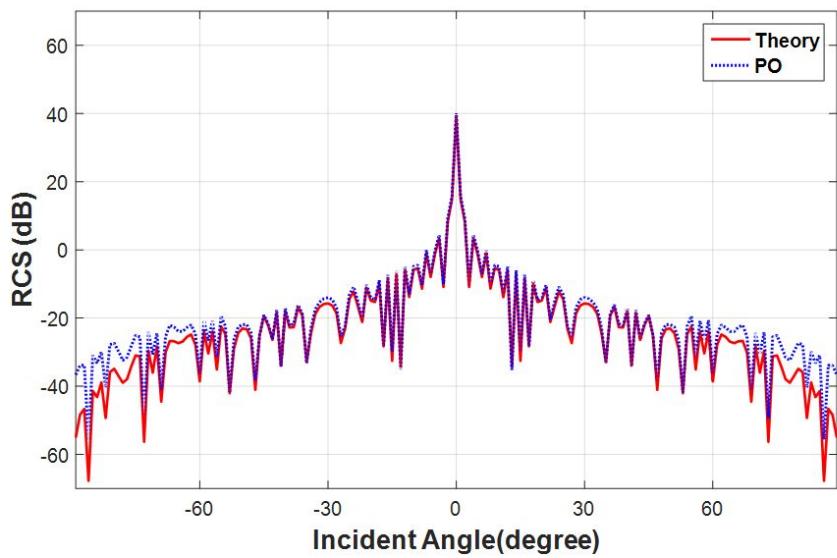


그림 3.19 RCS of Cylinder model with 50 plates when  $f = 4GHz$

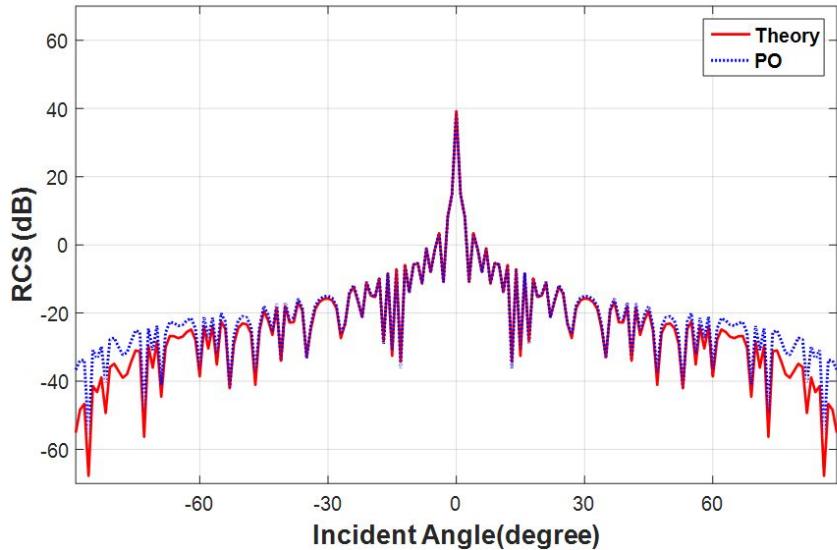


그림 3.20 RCS of Cylinder model with 200 plates when  $f = 4GHz$

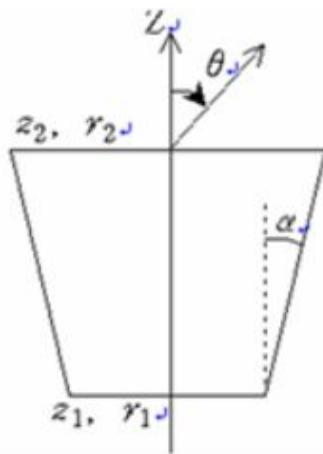


그림 3.21 Frustum model for predicting RCS

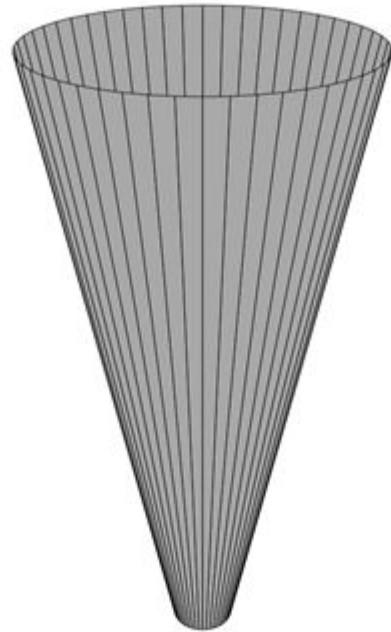


그림 3.22 Frustum model with plates

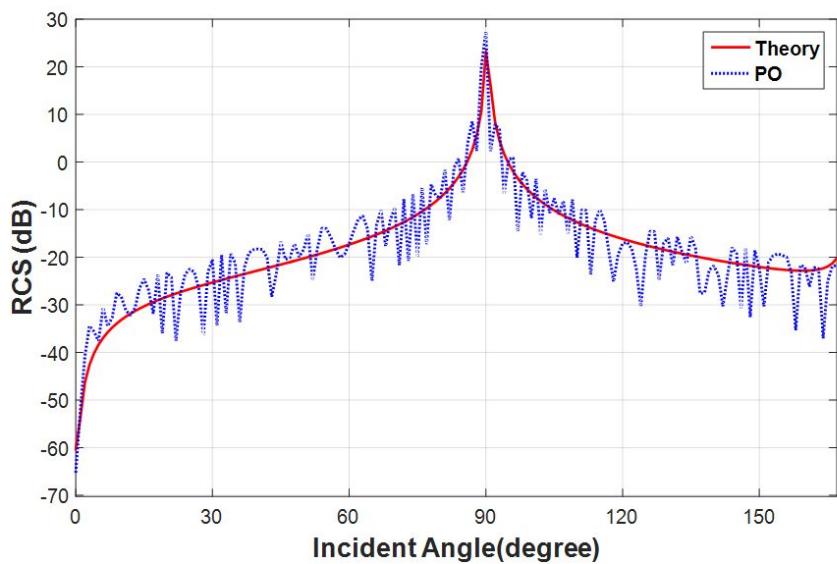


그림 3.23 RCS of Frustum model with 100 plates when  $f = 4GHz$

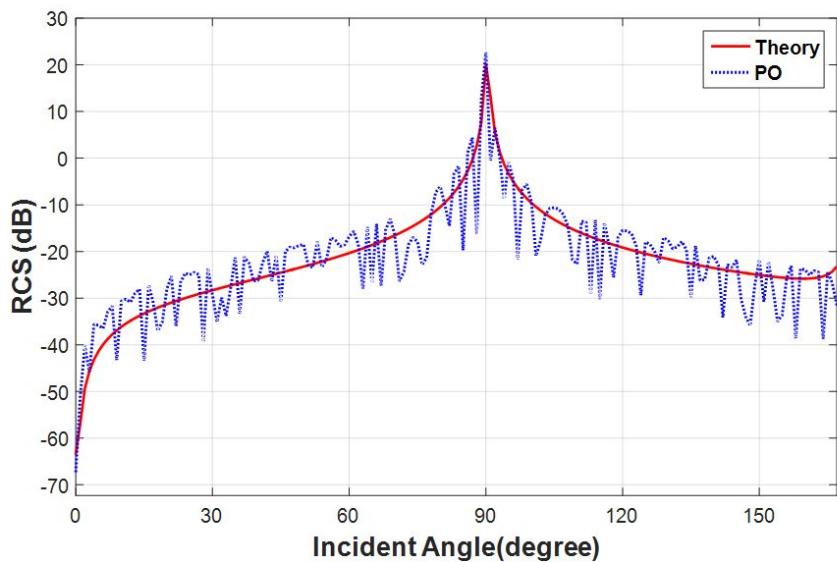


그림 3.24 RCS of Frustum model with 100 plates when  $f = 8GHz$

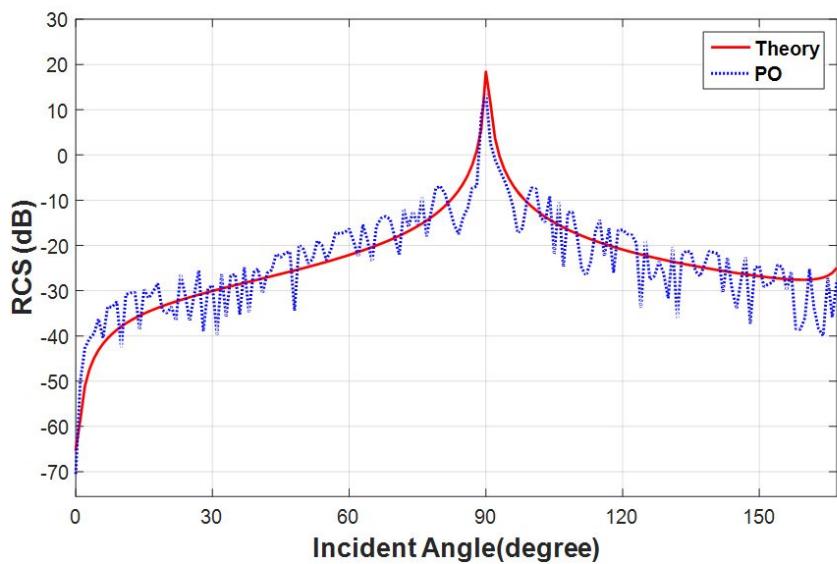


그림 3.25 RCS of Frustum model with 100 plates when  $f = 12GHz$

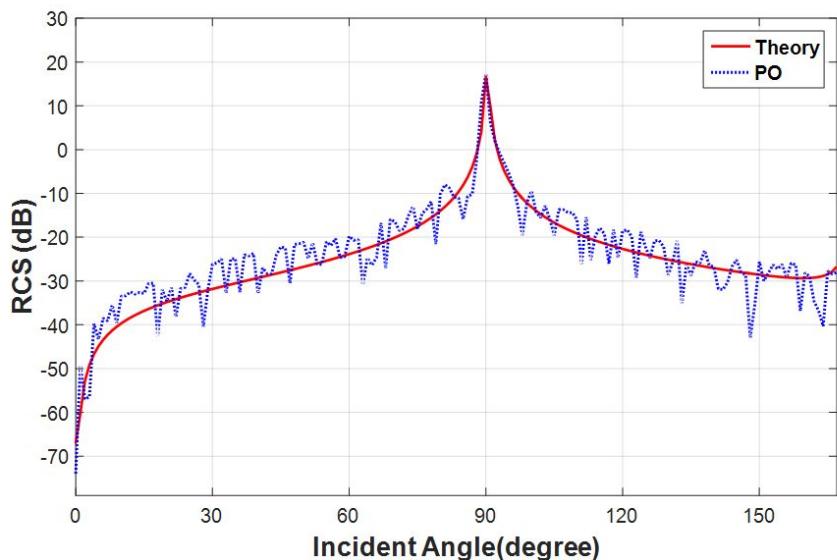


그림 3.26 RCS of Frustum model with 100 plates when  $f = 18GHz$

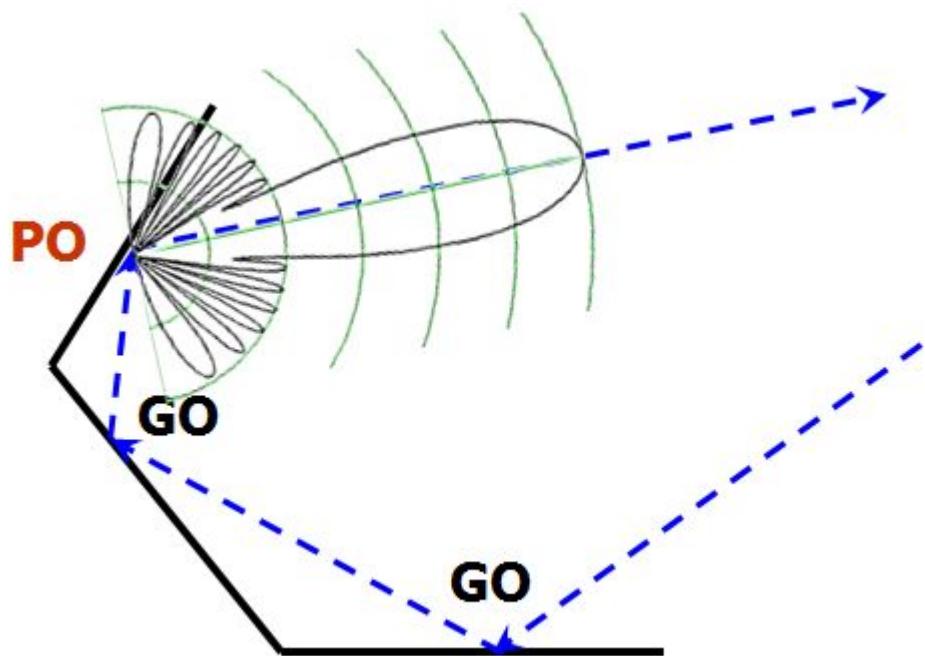


그림 3.27 GO-PO combination

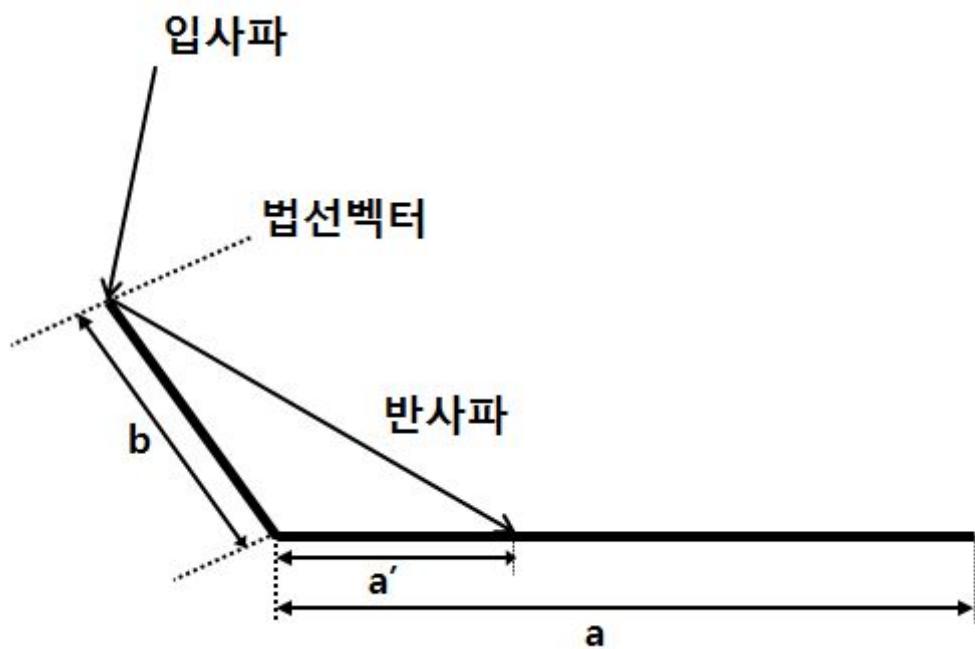


그림 3.28 Effective length of reflected plate

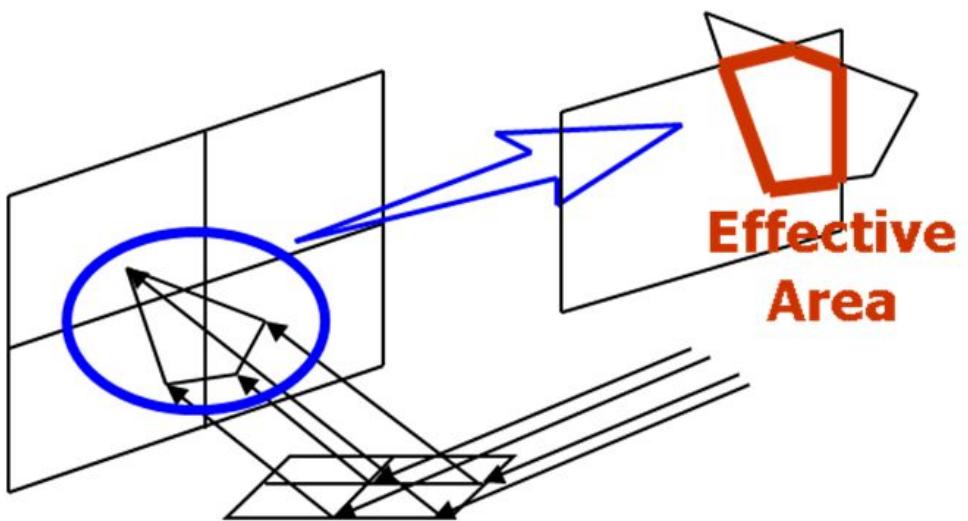


그림 3.29 Effective area

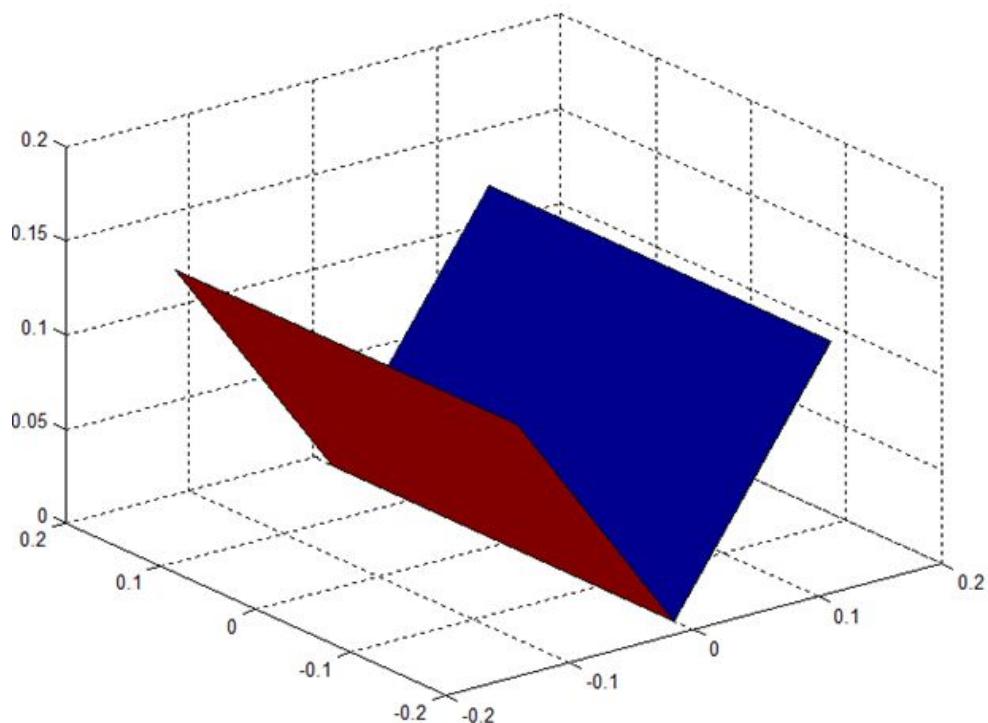


그림 3.30  $90^\circ$  Dihedral square faces

표 3.4 Dihedral square faces 해석조건 요약

크기	$0.179 \times 0.179$ (m)
내각	$90^\circ$
해석 주파수/거리	10 GHz / 20 km
해석 각도/간격	$[-90^\circ, 90^\circ] / 1^\circ$

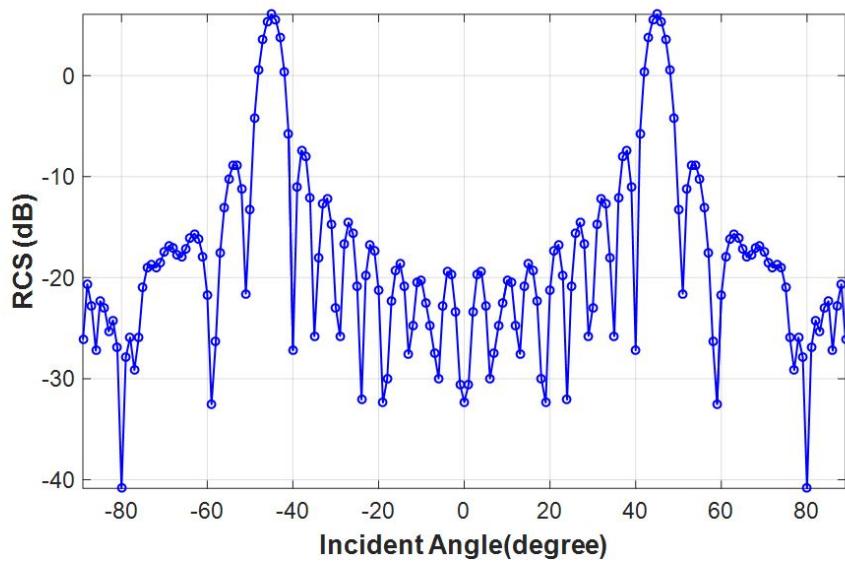


그림 3.31 RCS of 90° Dihedral without multi-bounce effect

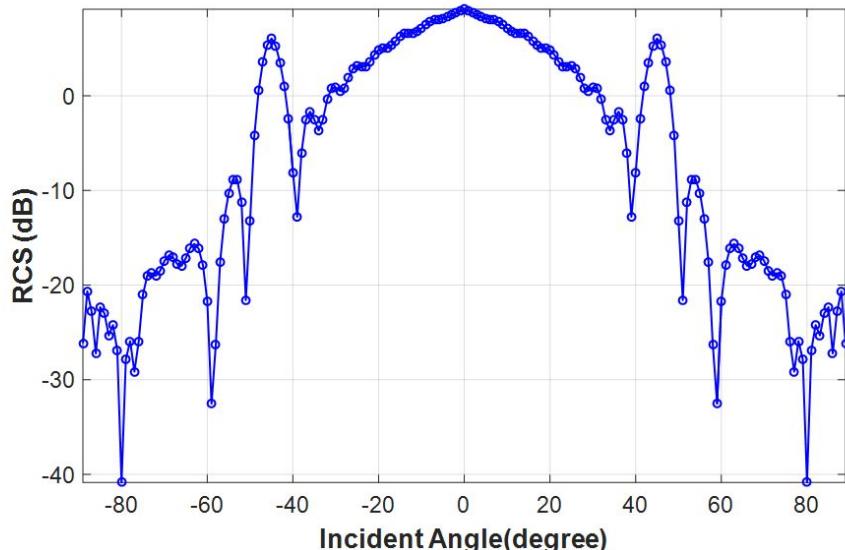


그림 3.32 RCS of 90° Dihedral with multi-bounce effect

## 4. RCS 설계

### 4.1. 도입

함정에서 RCS 수준을 대략적으로 예측할 수 있는 배수량에 따른 RCS 경험식과 스텔스 설계에서 고려해야 할 위협이 되는 주파수 대역과 고도각 분석을 통해 스텔스 설계에서 고려해야 할 주파수대역과 고도각에 대해서 알아본다.

또한 함정의 RCS를 감소시키기 위해 사용되는 방법인 전파흡수구조 기법과 전파흡수재료 기법에 대해 알아본다. 전파흡수구조 기법은 함정의 RCS를 줄이기에 가장 많이 사용되고 효과적인 방법이다. 전파흡수재료 기법은 함정의 형상 변경이 불가한 경우 고려할 수 있는 방법이나 유지 보수 측면에서 불리한 방법이므로 차선의 감소 대책으로 고려하여야 한다.

### 4.2. 배수량에 따른 RCS 경험식

재래식 함정의 RCS 수준은 측정 결과로부터 도출된 다음과 같은 경험식을 이용해 추정할 수 있다[10].

$$\sigma = 52\Delta \sqrt{f\Delta} \quad (4.2.1)$$

여기서,  $f$  : Radar Frequency(MHz),  $\Delta$  : 배수량(kTon) 이다. BAE사에서 제시한 함정 크기에 따른 RCS 수준의 그래프를 보면, 구형 함정의 경우 배수량에 따른 RCS 수준의 최소값과 최대값을 알 수 있고, 신형 함정에 대해서는 스텔스 적용 수준에 따른 RCS 수준을 대략적으로 예측 할 수 있다. 그림 4.1에서 스텔스 수준을 최저(minimum), 최적(optimum),

최고(maximum)로 구분하였는데 일반적으로 아래와 같은 RCS 감소기법을 적용한 경우로 분류할 수 있다.

- 최저 수준 스텔스
  - 코너 반사체 제거
  - 선체, 상부 구조물 기울기 적용
  - 대형 함상 탑재장비 RCS 감소설계 적용
- 최적 수준 스텔스
  - 수형 함상 탑재장비 RCS 감소설계 적용
  - 전투체계 및 탑재장비 배치 최적화
  - 갑판 등 외부 노출 설치물 마무리 최적화
- 최고 수준 스텔스
  - 형상설계가 어려운 부위의 RAM 적용
  - 가능한 함상 탑재 장비 및 설치물의 차폐 적용
  - 개구면 차폐

### 4.3. 위협 주파수/고도각 설정

#### 4.3.1. 위협 주파수 설정

함정의 위협 대상 주파수 대역은 위협이 되는 탐색/추적 레이다와 유도탄에 탑재된 초고주파 탐색기의 운용 주파수에 의하여 결정된다. RCS의 계산을 위한 적용 주파수를 분석하기 위해서는 레이다 주파수 대역별 특성뿐만 아니라 주변국 및 북한 보유 무기체계의 운용 주파수 특성을 확인하여야 한다. 한반도 주변해역에서 운영되는 레이다 호밍방식의 대함 유도탄은 우리 해군의 해성을 포함하여 Exocet, Harpoon, Styx, Silkworm 등이 있다. 레이다 및 탐색기에 일반적으로 사용되는 주파수에 대한 용도와 주요 함대함 유도탄의 주파수 대역을 표 4.1에 나타내었다. 표 4.1에 나와있는 것처럼 수항함 탐지에 고려되어야 할 주파수 대역

은 2 ~ 18 GHz로 함정의 RCS 분석을 진행할 때 고려되어야 한다.

#### 4.3.2. 위협세력의 공격패턴 분석

그동안 개발된 대함 유도탄의 형태는 다양하지만, 최근 들어 개발된 유도탄들은 대부분 종말 호밍단계에서 Sea-skimming 공격패턴을 취하고 있기 때문에 고도각 0도를 기준으로 일정 범위의 고도각은 특별히 주의를 기울일 필요가 있다. 유도탄과 달리 항공기는 함정 쪽으로 접근함에 따라 표적이 함정을 보는 관측각이 변화하게 되기 때문에 형상통제를 하는 고도각의 범위도 위협 표적들의 순항고도나 공격고도를 고려하여 결정하여야 한다.

#### 4.3.3. 위협세력의 공격에 따른 위협고도각의 변화

유도탄이 대상표적을 공격할 경우에는 무기체계의 특성에 따라 다소 차이가 있겠지만, 일정한 공격 패턴이 있다. 이를 탐색, 표적식별, 표적추적 및 종말 호밍단계로 나누어 생각할 수 있으며, 각각의 특성과 RCS 감소 개념은 다음과 같다.

##### 4.3.3.1. 표적 탐색단계

함정을 탐지하는 레이다는 주로 함정, 지상 및 항공기에서 운영된다. 함정용 레이다가 다른 함정을 관측하는 고도각은 0도 부근이며, 비행 고도가 높은 항공기 레이다도 원거리에서 함정을 탐지하기 때문에 주로 고도각 10도 부근에서 함정을 관측한다. 지상 레이다도 함정이나 항공기와 유사하므로 표적단계에서 함정의 주 노출 고도각은 0도이다. 만약 함정에 일정한 각도로 경사를 줄 경우, 0도를 중심으로 일정고도각의 범위는 RCS가 매우 작게 되어 적의 위협센서로 되돌아가는 전력이 작아지게 된다. 따라서 위협 표적은 고도각을 상승시켜 탐지 확률을 높여야 한다.

하지만, 위협 표적의 고도를 높이면 해면 클러터의 반사파가 증가하기 때문에 그림 4.2와 같이 고도를 무한정 높일 수는 없으며, 결국 일정 순항고도를 유지할 수밖에 없다. 따라서 위협표적과 함정간의 위협고도각도 일정한 범위 내에 있게 된다.

#### 4.3.3.2. 표적식별단계

대함 유도탄의 경우 대상 표적을 선정하여 추적하기 전에 식별과정을 수행한다. 그림 4.3과 같이 센서의 표적 식별은 비교적 중/원거리에서부터 이루어지기 때문에 식별단계 역시 고고도보다 저고도(10도 이내)에 대한 RCS 축소가 더욱 중요하다.

#### 4.3.4. 위협고도 산출 예

북한의 주력 유도탄인 Styx, Silkworm 등은 전형적인 High-diving 공격패턴을 나타낸다. Styx와 Silkworm의 기본 공격 패턴은 아래 그림 4.4와 같다. Styx는 중간 유도과정의 비행고도가 100 ~ 300 m이며 일반적으로 관성항법 장치에 의존하여 비행한다. 따라서 중간유도 과정은 충분히 거리가 멀기 때문에 함정의 고도각 0도가 주요 피탐 각도가 된다. 탐색기는 통상 2 ~ 12 nm의 범위에서 작동하며, 비행고도 300 m, 호밍 단계 거리 6 nm인 경우 위협 고도각은 대략 1.5도가 된다. 이 경우에 있어서 유도탄 탐색기가 함정으로부터 획득하는 RCS는 고도각 1.5도에서 RCS가 된다. 일반적으로 유도무기의 탐색기에 대한 자세한 정보는 각국마다 비밀로 분류되어 있기 때문에 자료 확보가 매우 힘들다. 유도탄 탐색기의 제원이 알려지면, 이에 대한 대응 방안도 강구할 수 있기 때문에 자료에 대한 보안이 철저하다. 다만, 유도탄의 공격패턴을 확인함으로써 함정 고도각 방향에 대한 RCS 축소의 중요도를 설명하기 위하여 그림 4.5 (a),(b)의 두 가지 형태의 유도탄에 대한 개략적인 패턴을 예시하였다.

지금까지 예시한 것은 특정한 가정 조건 속에서 산출한 위협고도이며, 현대 무기 체계의 공격 패턴은 매우 다양해지고 있기 때문에, 모든 요소를 고려한 위협 고도각의 범위를 정의하기란 매우 어렵다. 미래 발전추세까지 고려한 위협 고도각을 산출하는 것은 현실적으로 불가능하기 때문에 함정 건조 당시의 주 위협이나 가까운 장래의 위협 발전추세만 고려하여 목표고도를 설정하는 것이 타당하다. 본 논문에서는 위협 고도를 0도에서 10도로 설정하여 해석을 수행한다.

## 4.4. RCS 감소기법

함정 RCS를 감소시키기 위해 사용되는 방법은 레이다 전자파의 반사파를 줄이는 것이며 이를 위해 사용되는 방법은 그림 4.6과 같다. 함정의 RCS를 줄이기 위해 가장 많이 사용되고 효과적인 전파흡수구조 기법중 하나인 함형상화와 소형 구조물 감소를 이용하는 방법이며 차폐스크린은 넓은 각도 범위에서 전자파의 강한 역산란이 존재하는 코너 반사체를 제거하기 위해 주로 사용된다. 전파흡수재료 기법은 함정의 형상 변경이 불가한 경우 고려할 수 있는 방법이나, 넓은 주파수 범위에서 흡수성능의 구현이 쉽지 않으며, 운용/유지보수 측면에서도 불리한 방법이므로 차선의 감소 대책으로 고려할 수 있다.

### 4.4.1. 전파흡수구조 기법

#### 4.4.1.1. 함정 형상화

함정 형상화의 원칙은 함정을 구성하는 면과 모서리들로부터 반사 또는 산란되는 전자파 에너지를 위협 대상인 레이다나 유도탄 탐색기 방향으로부터 벗어나게 하는 것이다. 함정 형상화에 의한 RCS의 감소는 실질적인 전자파 에너지를 줄이는 것이 아니라, 다른 방향의 각도로 반사시키는 것이다. 이러한 방향전환은 레이다 방향에 대하여 경사진 면 구

조를 적용함으로써 가능해진다. 또한 면의 경사각과 더불어 면의 방위각 방향 각도는 주로 일정 범위에 집중하도록 설계되는데, 이것은 여러 방위 각에 걸쳐서 RCS가 큰 위치가 발생하지 않도록 하고, 좁은 희생각에서 범위에서 강한 RCS 값을 가지도록 하기 위함이다. 일반적으로 희생각은 합수, 합미, 좌현, 우현의 4방향의 각도로 정한다. 넓은 각도의 전자파 산란을 없애기 위해서 함정 형상을 곡면 형상을 최대한 피해야 하며 코너 반사체 구조를 없애야 한다. 함정 RCS 감소를 위해 함정 형상화 설계 시 지침은 아래와 같다.

- 수직면으로 구성된 코너 반사체 제거
- 곡면 제거
- 가능한 범위 내에서 형상을 평면의 단순한 구조로 설계
- 함정의 선체와 상부 구조물과 같은 평면의 방향을 희생각인 방위각 주요 위치(Cardinal Point,  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ )로 배치
- 평면의 수직 기울기는 저고도 위협에서 RCS 감소를 위해  $6\sim10^\circ$ 로 설정

#### 4.4.1.2. 소형 구조물 감소 대책

- 탑재장비들을 평판 뒤에 숨어 있도록 배치
- 차폐 스크린 사용
- 금속 재질보다 GFRP(Glass Fiber Reinforced Plastic) 재질 사용

#### 4.4.1.3. 차폐 스크린

차폐 스크린은 그림 4.7과 같이 전자파 측면에서 금속판과 같은 역할을 하도록 하는 제거 가능한 평판 설치물을 말한다. 스크린에 사용되는 구조는 스크린의 무게와 공기 흐름 등이 문제가 되지 않을 경우 금속판을 사용할 수도 있고, 만약 상기 두 가지 문제 중 하나라도 문제가 될

경우 금속으로 된 그물격자를 사용할 수도 있다. 그물격자는 전자파 이론에서 고주파 통과 필터(hight pass filter)의 역할을 하기 때문에 그물격자가 금속판과 같은 효과를 보이기 위해서는 격자 간격이 중요한 설계 변수가 되며, 위협 상한 주파수의 1/3 파장 이하 정도가 되도록 설계한다.

#### 4.4.1.4. 통합마스트

함정 스텔스 성능은 선체의 형상설계와 병행하여 레이다, 함포와 같은 탑재 무장과 센서의 RCS 감소 없이는 확보될 수 없다. 특히 레이다와 같은 센서의 스텔스화는 센서 성능의 저하 없이 이루어져야 하므로 형상 변경이나 전자파 흡수체를 부착하는 방식으로는 RCS 감소에 한계가 있다. 따라서 주요 노출부위는 스텔스 형상에 적용이 가능한 평면 배열형 개구면 구조로 설계되어야 한다. 이러한 방식의 레이다 및 전자전 장비 사용은 RCS가 작은 평면 2차원 위상배열 안테나의 개발과 같은 상당한 기술력과 비용을 동시에 요구한다. DDG-1000의 탑재 장비는 스텔스화된 센서 및 무장을 개발하여 적용한 대표적인 사례이다.

고비용의 스텔스용 평면 위상배열 레이다에 대한 대안으로 기존 센서를 사용하면서 주파수 선택형 레이돔을 사용하여 RCS를 감소하는 방식이 개발되어 사용되고 있다. 대표적인 사례가 FSS를 활용한 폐위형 그림 4.8의 통합마스트 기술이다.

그림 4.9의 FSS 레이돔은 레이다가 사용하는 주파수에 대해서는 특명하며, 그 이외의 주파수에서는 높은 반사계수를 가지는 것이 특징이다. 따라서 레이돔의 형상을 적절히 설계하면 센서가 사용하는 주파수 이외의 대역에서 RCS 감소를 기대할 수 있다.

#### 4.4.2. 전파흡수재료 기법

##### 4.4.2.1. 전파흡수체

함 형상화 설계만으로 충분한 RCS 감소를 만족하기 어려운 경우 전파흡수체의 적용을 고려해 볼 수 있다. 손실이 큰 물질로 되어 있는 전파흡수체는 입사하는 전자파 에너지를 손실에 의한 열에너지로 변환하는 물질이다. 전파흡수체는 협대역에서 손실을 극대화한 형태와 광대역에서 손실 특성과 주파수 특성을 적절히 조화시킨 형태가 있다. 협대역 전파흡수체는 그림 4.10과 같이 함상 탑재장비 또는 소형 구조물간에 발생할 수 있는 특정 대역에서 다중반사를 줄이기 위해 사용하거나 위협 주파수가 특정 주파수에서 알려져 있을 경우 사용할 수 있으며 광대역 전파흡수체는 불특정 위협주파수에서 존재하는 RCS를 줄이기 위해 사용된다. 재료적인 관점에서 전파흡수체에는 크게 전기장의 손실을 유도하는 유전손실 재료와 자기장의 손실을 유도하는 자기손실 재료가 있다. 유전손실 재료는 주로 탄소를 이용하여 유기되는 전류를 흡수하는 방식을 사용하며, 자성손실 재료는 연자성 재료를 이용하여 자기장을 흡수하는 흡수체이다. 기존의 금속면에 적용되는 전자파 흡수체는 전기장이 금속면 근처에서는 자기장에 비하여 상대적으로 작으므로 자성손실 재료를 활용한다. 전파흡수체는 흡수 특성에 따라서 그림 4.11과 같이 분류된다.

전파흡수체의 사용은 함정의 형상화 설계가 불가능한 경우에 고려할 수 있는 대안이며, 아래와 같은 단점을 지니고 있으므로 적용 여부는 여러 가지 관점을 고려하여 결정되어야 한다.

- 초기 시공 및 유지/보수 비용
- 수면 위의 함정 무게 증가
- 염수, 온습도와 같은 내 환경성
- 시공 후 시간이 지남에 따라 성능이 저하

- 화염에 견디는 난연성
- 환경 및 전자파 흡수성능에 영향을 주는 함정 표면과의 접착 문제
- 전자파 입사각을 고려한 부위별 RAM 적용

#### 4.4.2.2. 메타물질(Metamaterials)

메타물질은 자연계에 존재하지 않는 물질로 인공적으로 만들어진 메타원자를 주기적으로 배열된 물질로 정의한다. 메타원자의 크기가 파장보다 매우 작을 경우 메타원자의 물성과 다른 새로운 물질처럼 작동한다.

일반적인 전파흡수체의 경우 유전율과 투자율을 제어하지 못하지만 메타물질은 메타원자의 변형을 통해 유전율과 투자율을 임의로 조절하여 자연계에는 존재하지 않는 새로운 물질을 구현할 수 있다. 유전율과 투자율이 동시에 음의 값을 갖는 경우 음의 굴절률을 가지게 되어 스넬의 법칙(Snell's law)이나 도플러 현상 등이 반대로 일어나게 된다. 또한 유전율과 투자율을 일치 시킬 경우 임피던스 매칭이 일어나 완전 흡수체 구현이 가능하다. 이는 뒤에서 다루어질 메타물질에서 자세히 살펴본다.

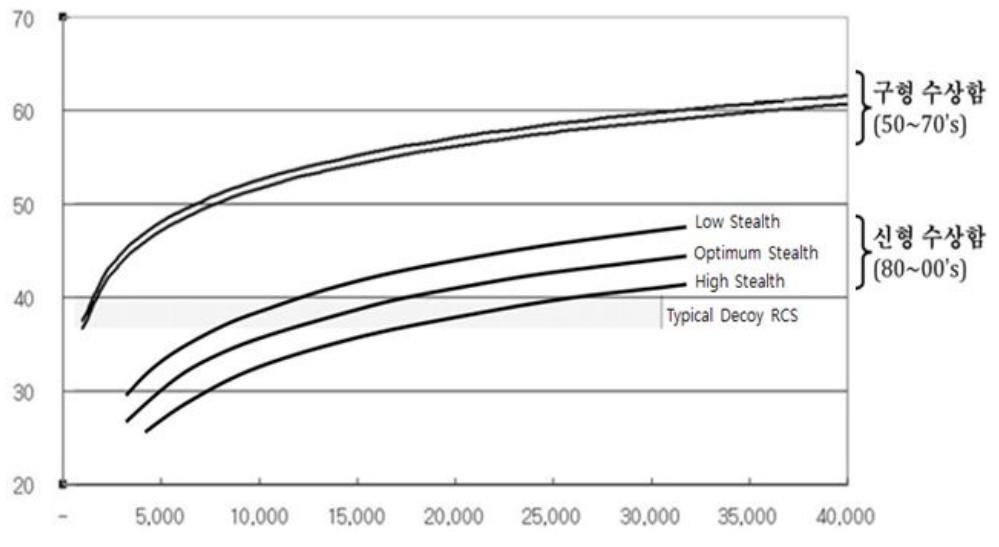


그림 4.1 함정 크기에 따른 RCS 수준

표 4.1 레이다의 운용 주파수 및 용도

IEEE 표준밴드	NATO 분류	주파수 범위	용도
S	E/F	2 ~ 4GHz	중거리 탐지, 항공 탐색 레이다
C	G/H	4 ~ 8GHz	장거리 탐지/추적, 수상 탐색 레이다
X	I	8 ~ 12GHz	단거리 추적, 미사일 유도 및 지시, 해안 레이다, 소형 레이다, 유도탄탐색기
Ku	J	12 ~ 18GHz	미사일 기지(고해상도), 유도탄 탐색기
K	K	18 ~ 27GHz	사용불가(대기 흡수)

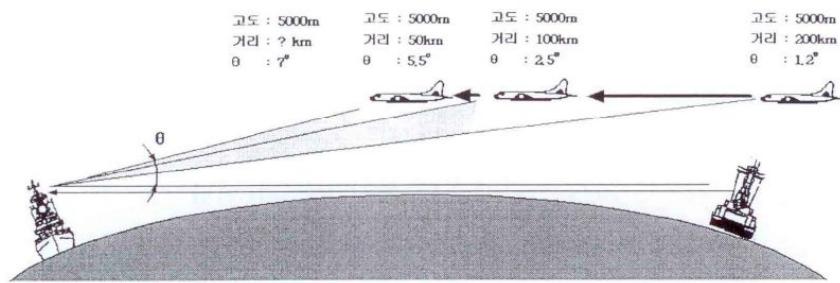


그림 4.2 위협표적의 탐색단계 탐지거리 및 고도별 위협각도

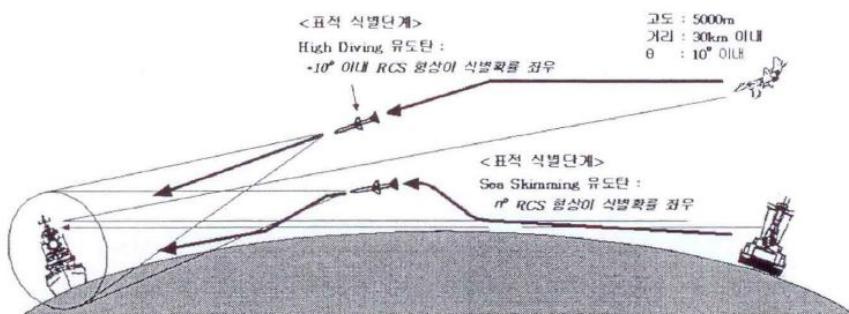


그림 4.3 위협표적의 식별단계 탐지거리 및 고도별 위협각도

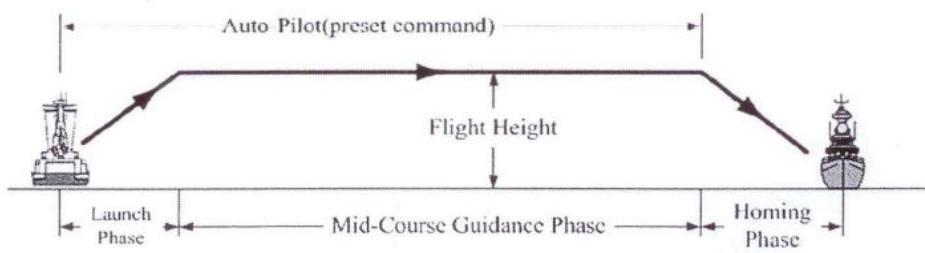
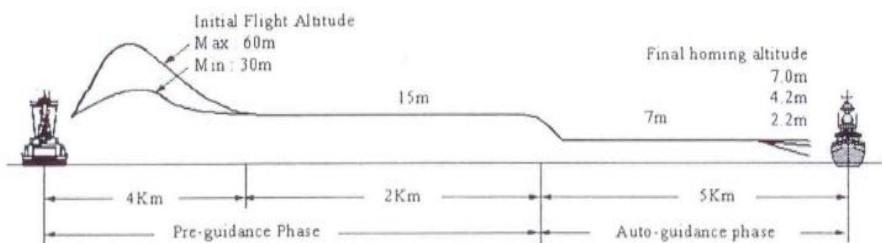
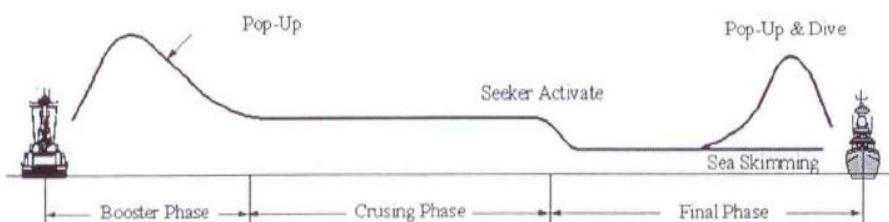


그림 4.4 Styx/Silkworm의 공격패턴



(a) Exocet 공격 패턴



(b) Harpoon 공격 패턴

그림 4.5 유도탄 공격 패턴



그림 4.6 RCS 감소기법

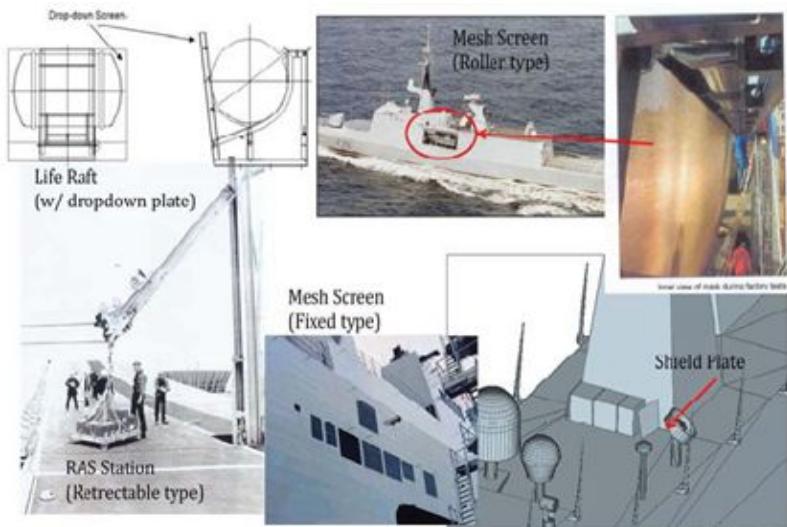


그림 4.7 차폐 적용



그림 4.8 통합마스트



그림 4.9 주파수 선택형 레이돔(FFS)

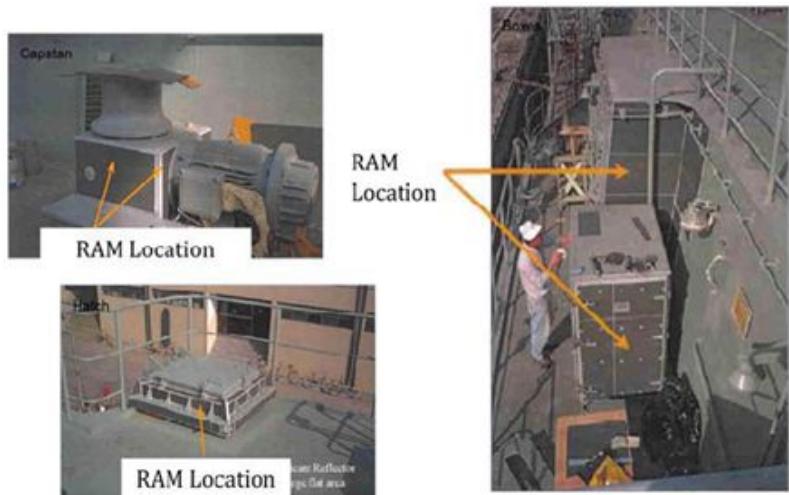


그림 4.10 RAM 적용

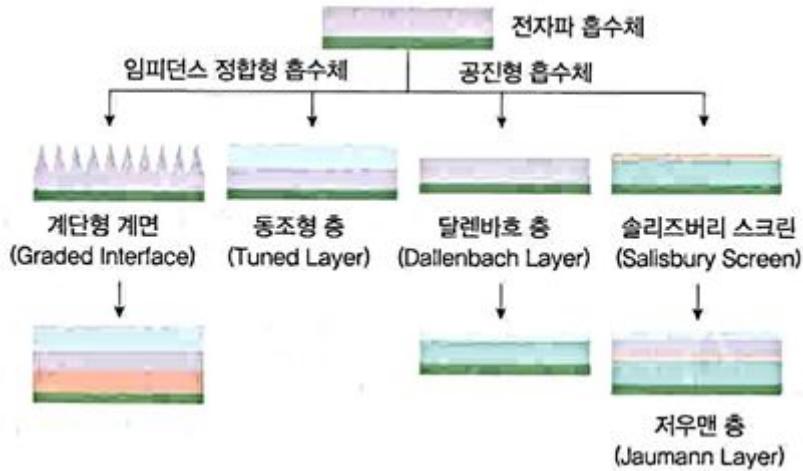


그림 4.11 흡수 특성에 따른 전파흡수체 분류



그림 4.12 메타물질

## 5. 메타물질

### 5.1. 도입

최근 전 세계적으로 연구가 활발히 진행되고 있는 메타물질은 자연계에 존재하지 않은 인공적으로 만들어진 물질을 말한다. 메타물질은 일반적인 물리법칙을 위반하는 물질로써 투명망토, 완전 흡수체, 광학 현미경 등에 활용이 가능하다. 이번 장에서는 메타물질의 개념과 이론에 대해 알아보았다. 또한 메타물질 중 함정의 스텔스에 사용할 수 있는 메타 흡수체의 몇 가지 예를 살펴보고 함정에 적용 가능한 메타물질 모의실험을 통해 적용 가능성을 판단해 보았다.

### 5.2. 메타물질이 갖는 개념과 특성

#### 5.2.1. 메타물질의 개념

메타물질의 메타(meta)의 어원은 Greece어로 ‘초월하는’이란 의미를 갖고 있으며, metabolic(대사,변태)와 같은 의미를 갖는다. 이로부터 메타물질은 성질을 인공적으로 변화시킨 물질이라고 정의할 수 있다. 전자기학에서 메타물질은 물질을 구성하고 있는 고유의 특성보다는 그 물질로 만들어진 구조로부터 특성을 얻는 물질로, 최종적으로 구조화된 물질이 자연적으로 형성된 재료에서 발견되지 않는 특성을 가질 때 사용된다. 즉 일반적으로 자연계에서는 발견되지 않는 독특한 특성을 보이는 인공적으로 제조된 구조나 매질이라는 의미를 가지고 있다[11].

메타 구조가 전자파와 상호작용을 일으키기 위해서는 메타원자의 크기가 전자파의 파장보다 훨씬 작아서 빛이 메타원자를 인식하지 못하고 균

질한 물리로 인식하도록 해야 한다. 유효 균질(effective-homogeneity)이라 불리는 단위 셀의 격자주기( $p$ )의 조건은  $p \leq \lambda/4$ 로  $\lambda$ 는 빛의 파장을 의미한다. 그러나 이 조건은 전파분야에서 주로 쓰이는 조건으로 광학메타물질에서는  $p \leq \lambda/10$ 의 조건을 쓰기도 한다. 유효 균질 조건에서 메타원자의 크기는 가시광선 영역에서는 1 마이크론 정도의 크기이며, 마이크로파 영역에서는 10cm 정도이다.

또한 Photonic bandgap 물질은 인공적인 가시광선 메타물질의 한 예이다. 마이크로파 주파수에서 메타물질은 거의 모든 것이 인공적이며, 적절한 유도성과 용량성 특성을 갖는 전류-도전성 소자들의 배열로 구성된다. 이것은 군속도와 위상속도가 반평행하는 비정상적인 특성을 갖으며, 이 때문에 위상과 에너지는 반대 방향으로 진행한다. 이러한 특성과 관련된 몇가지 특성들로 새로운 종류의 안테나 및 마이크로파 소자 개발을 기대할 수 있다.

메타물질은 1967년 Veselago가 유전율과 투자율이 모두 음인 물질, 즉 이중 음 물질(Double negative : DNG)에서 평면파의 Poynting 벡터는 위상속도 벡터에 반 평행(anti-parallel)하다는 이론적 가능성을 제시하였다. DNG 물질은 여러 종류로 알려져 있으며, Negative refractive index structure, Left-handed material 물질 등도 여기에 포함된다.

투명한 물질의 광 특성은 실제로 유전율과 투자율로 완전하게 규정되지만, 이 대신에 굴절도  $n$ 으로도 종종 사용된다. 굴절율은 다음과 같이 나타낸다.

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (5.2.1)$$

여기서,  $\epsilon_r$ 과  $\mu_r$ 는 매질의 비유전율과 비투자율을 나타낸다. 알려져 있는 모든 투명물질은 비유전율과 비투자율이 모두 양의 값을 갖기 때문에 양의 굴절도를 갖는다. 그러나 어떤 공학적 메타물질은  $\epsilon_r < 0$ 이고  $\mu_r < 0$ 인 성질을 갖는다. 이들의 곱  $\epsilon_r \mu_r$  값이 양이 되기 때문에  $n$ 은 실수이다. 물리학자인 Victor Veselago는 이러한 물질이 광에 대해 투명함을 증명

하였다. 음의  $n$ 값을 갖는 메타물질은 Snell의 법칙( $N_1 \sin\theta_1 = N_2 \sin\theta_2$ )과 도플러 현상 등이 반대로 생기게 된다. 1999년 J.B Pendry는 한 장의 도체를 원형으로 만들어 인위적인 전류가 흐르게 해줌으로써 인공적인 자기적 쌍극자를 형성시키는 스플릿 링 공진기(SRR: Split Ring Resonator)를 제안하였다. 스플릿 링 공진기 구조에서는 높은 주파수 영역에서도 음의 값을 포함하여 실효적으로 투자율을 변화시킬 수 있다. 이 공진을 투자율의 변화로 주파수 응답을 계산하면 그 실수가 마이너스 쪽으로 지나쳐서 어느 주파수대에서는 음수로 된다. 이러한 설계 방법을 응용하여 2000년 D.R. Smith는 음의 유전율을 갖는 물질과 음의 투자율을 갖는 물질을 결합하여 유전율과 투자율이 동시에 음의 값을 가질 수 있는 물질을 설계하였다. 유전율과 투자율 중 하나만 음의 값을 갖는 경우 굴절률이 허수가 되어 빛이 통과하지 못하다가 유전율과 투자율이 동시에 음의 값을 가질 경우 굴절률이 실수 값을 가지게 되어 빛이 통과하는 것을 실험적으로 확인하였다.

기존의 메타구조를 사용한 연구들은 반사를 0으로 하고 투과를 극대화시키는 연구가 주로 이루어 졌다. 따라서 음의 유전율과 음의 투자율을 갖는 메타물질을 이용한 소영 안테나, 차폐 및 흡수체, 음의 굴절률을 갖는 평면렌즈, 공진기 등에 대한 연구가 주로 이루어 졌다. 하지만 최근엔 메타물질은 비등방성(anisotropy), 흡수성(absorption) 및 분산(dispersion) 특성을 갖는데 이 중 메타물질의 흡수성을 이용한 흡수체에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

### 5.2.2. 메타물질의 주요 특성

현재 메타물질은 자연계에 없는 성질을 가진 인공적인 물질을 말한다. 즉 원자나 분자 등 자연적으로 존재하는 입자로 구성된 물질과는 달리 금속이나 유전체 등으로 이루어져 있으며 일반적인 물리법칙을 위반하는 특성을 가지고 있다. 이는 투명망토를 현실에서도 가능케 하는 물질로 잘 알려져 있다[11].

메타물질의 특성은 응용분야에 따라 여러 가지로 표현할 수 있으며, 대표적이며 주요한 특징은 광학에서 거울 반사면에 대한 영상이 거울 면에 대해 비대칭 영상을 나타내는 chirality 특성이다. 또한 매우 큰 유전율 특성과 이방성 특성을 갖으며, 이 물질 내에서는 전기 에너지와 자기 에너지가 혼재되어 있어 음의 유전율과 투자율을 갖는 2중 음 구조 물질이 된다. 또한 자성물질의 특성이 없이도 RF(radio frequency)에 대해 매우 큰 유전율을 가지며 특정 주파수 대역에서 차단 특성을 나타낸다. 이 물질 내에서는 파장이 작은 slow wave가 형성되며 구조에 따라 특성임피던스의 제어가 가능하다. 빛이 물체에 비추어질 때 빛이 들어오는 각을 입사각, 굽어지는 각을 굴절각 그리고 반사되는 각을 반사각이라 한다. 메타물질은 굴절되는 정도를 나타내는 굴절률이 음의 값이 되는 물질이다. 일반적인 물질들은 빛을 투과시키거나 굴절을 시킬 경우 양의 방향으로 일어나게 되지만, 메타물질은 이와 다른 방향인 음의 방향으로 일어난다는 것이다. 예로 들어 그림 5.1과 같이 물을 담은 유리잔에 막대를 꽂은 후 측면에서 유리 유리잔을 보면 뺨대가 살짝 안쪽으로 꺽여 있는 것을 볼 수 있을 것이다. 이것이 일반적인 물질의 성질이라 할 수 있는 양의 굴절이다. 반면에 굴절률이 음의 값이 되면 180도 이상 굴절되어 빛이 다시 돌아오는 현상이 일어난다. 이것이 바로 메타물질이 가지고 있는 성질인 음의 굴절이라 할 수 있다.

### 5.3. 메타물질 응용분야

메타물질의 응용분야는 크게 광학 응용분야와 THz 이하의 전자파 응용분야로 나눌 수 있고, 대표적으로 메타물질을 응용하고 있는 분야로는 고해상 광학현미경과 스텔스 기술이 있다. 메타물질의 성질인 음의 굴절은 빛의 회절한계를 극복할 수 있다. 이는 광학 현미경에 메타 물질 광렌즈를 끼우면 전자현미경과 같은 해상도를 구현할 수 있을 뿐만 아니라 기존 광학현미경으로 관찰 할 수 없었던 200 nm 이하도 관찰할 수 있는 가능성을 열어주었다. 그리고 메타물질은 빛뿐만 아니라 전자파, 음파 등

일반적인 파동의 전파를 재단할 수 있어 스텔스 기능의 적용이 가능하다. 이는 투명전차나 투명전투기를 실현할 수 있기 때문에 전쟁의 판도를 바꿀 수 있는 획기적인 기술이라 국가적인 기술선점 경쟁이 치열하다 할 수 있다. 현재 메타물질이 응용되고 있는 분야는 한정되어 있다. 하지만 앞으로 3차원 구조에서 음의 굴절을 현실화 시킬 수 있는 기술이 개발된다면 메타물질이 각 산업 분야에 미치는 파급력은 엄청날 것으로 예상되어진다.

## 5.4. 메타물질 이론

### 5.4.1. Wave Equation from Maxwell Equation

모의실험에 쓰이는 지배방정식은 Maxwell's equations과 이중에서 전기장과 자기장이 상호 유도되는 두식, Faraday's law와 Ampere's law가 이용된다.

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{\beta}}{\partial t} \quad (5.4.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (5.4.2)$$

이 두 방정식에서 유도된 wave equation이 frequency domain에서 사용된다.

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (5.4.3)$$

파동이 공간에 고조파 변화(harmonic variation)로 가정하고 위 식의 해를 구하면 다음식과 같다.

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} \quad (5.4.4)$$

여기서,  $\vec{k}$ 는 wave 벡터로써 진행방향을 가리키고,  $\vec{r}$ 은 위치벡터이며,  $\vec{E}_0$ 는  $\vec{k}$ 에 수직인 상수벡터이다. wave 벡터방향에 수직인 성분이 상수이기 때문에 이를 평면파라고 한다.

wave 벡터의 크기는 wave number 또는 propagation coefficient로 불리며,  $k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = k^2$ 를 만족한다. 또한 유전율과 투자율에 대하여 다음과 같이 표현된다.

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (5.4.5)$$

위 식을 통하여 전파되는 매질의 성질에 따라 진행되는 파동이 변화함을 알 수 있다.

#### 5.4.2. TEM wave 입사 시 매질의 구조 파라미터 추출

메타 물질 흡수체의 원리는 공간상에 놓인 두께  $d$ 인 메타 물질의 평면파의 산란 개념을 통해 설명할 수 있다. 두께가  $d$ 인 메타 물질 구조에 입사되어진 평면파는 메타 물질 구조의 경계면에서 다음과 같이 입사파는 반사파  $R$ 과 투과파로  $T$ 로 나뉘게 된다. 하지만 메타 흡수체의 경우에는 손실을 크게 만들어 입사파가 반사 되거나 투과되지 않고 물질 구조 내에 흡수되어 사라지게 하였다. 물질의 경계면에서 흡수율  $A$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$A(\omega) = 1 - T - R \quad (5.4.6)$$

여기서,  $T$ 는 투과율을 나타내고,  $R$ 은 반사율을 나타낸다. 흡수율을 높이기 위해서는  $R$ 과  $T$  모두 0에 근접하여야 한다.  $R$ 을 0으로 만들기 위해서는 메타 물질을 자유공간상과 임피던스 매칭을 시켜야하는데 매질에서의 특성 임피던스는 다음과 같이 계산된다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_r \epsilon_r}} \quad (5.4.7)$$

여기서, 변수는  $\epsilon_0$ 과  $\mu_0$ 는 공기층의 유전율과 투자율을 나타내며,  $\epsilon_r$ 과  $\mu_r$ 는 식 (5.2.1)에서 정의한 바와 같다. 임피던스 매칭을 시키기 위해서는  $\epsilon_r = \mu_r$ 로 설계하면 매칭이 가능하게 된다. 도체 접지면을 사용하게 되면 T가 0 가능하고 또한 특성을 좋게 하기 위하여 손실탄젠트 값이 큰 기판을 사용한다. 따라서  $\epsilon_r$ 과  $\mu_r$ 을 조절하는 것이 메타 흡수체의 설계에 있어서 중요한 변수이기 때문에 설계 된 메타물질의  $\epsilon_r$ 과  $\mu_r$ 을 얻어내는 것이 필수적인 요소라 할 수 있다. 하지만 동종의 원소가 물질을 가득 채운 일반적인 물질과 달리 메타물질은 여러 물질을 임의로 배치하여  $\epsilon_r$ 과  $\mu_r$ 을 직관적으로 구하는 것이 어려워 보인다. 하지만 글래에 이르러 메타물질 개발과 물질상수  $\epsilon_r$ 과  $\mu_r$ 을 얻어내는 방법들에 대한 연구가 많이 이루어 졌고 그 중 가장 널리 사용되는 방법이 S(Scattering) 파라미터를 사용하여  $\epsilon_r$ 과  $\mu_r$ 을 추출하는 방법이다.

그럼 5.2는 유전율과 투자율 정보를 모르는 물질이 삽입된 구조에 TEM wave가 입사할 때의 전계, 자계, 그리고 전파의 진행 방향을 보여준다. 첫 번째와 세 번째 층은 자유공간이며, 중간층은 두께가 d인 물질이다. 각 영역에서 전계 및 자계는 다음과 같이 표현된다[12].

## 영역 1

$$\overrightarrow{E}_1 = \hat{x} E_{i0} e^{-jk_0 z} + \hat{x} E_{r0} e^{jk_0 z} \quad (5.4.8)$$

$$\overrightarrow{H}_1 = \hat{y} \frac{E_{i0}}{\eta_0} e^{-jk_0 z} - \hat{y} \frac{E_{r0}}{\eta_0} e^{jk_0 z} \quad (5.4.9)$$

영역 2

$$\overrightarrow{E}_2 = \hat{x} E_2^+ e^{-j\beta_2 z} + \hat{x} E_2^- e^{j\beta_2 z} \quad (5.4.10)$$

$$\overline{H}_2 = \hat{y} \frac{E_2^+}{\eta_2} e^{-j\beta_2 z} - \hat{y} \frac{E_2^-}{\eta_2} e^{j\beta_2 z} \quad (5.4.11)$$

여기서,  $\beta_2 = \omega \sqrt{\epsilon_2 \mu_2} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r} = k_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ ,  $\eta_2 = \sqrt{\mu_0 \mu_r / \epsilon_0 \epsilon_r} = \eta_0 \sqrt{\mu_r / \epsilon_r}$ 이다.

영역 3

$$\overrightarrow{E}_3 = \hat{x} E_3 e^{-jk_0 z} \quad (5.4.12)$$

$$\overline{H}_3 = \hat{y} \frac{E_3}{\eta_0} e^{-jk_0 z} \quad (5.4.13)$$

위의 수식에  $z=0$ 과  $z=d$ 에서 전계와 자계의 경계 조건을 적용하여 매질에서의 반사계수와 투과계수를 나타내면 다음과 같다.

$$\Gamma = S_{11} = \frac{E_{r0}}{E_{i0}} = \frac{(1-z^2)\Gamma_{12}}{1-\Gamma_{12}^2 z^2} \quad (5.4.14)$$

$$T = S_{12} = \frac{E_2^+}{E_{i0}} = \frac{(1-\Gamma_{12}^2)z}{1-\Gamma_{12}^2 z^2} \quad (5.4.15)$$

여기서,

$$\Gamma_{12} = \frac{\eta_2 - \eta_0}{\eta_2 + \eta_0} = \frac{\sqrt{\mu_r} / \sqrt{\epsilon_r} - 1}{\sqrt{\mu_r} / \sqrt{\epsilon_r} + 1} \quad (5.4.16)$$

$$z = e^{-j\beta_2 d} = e^{-j(\omega/c_0)\sqrt{\mu_r \epsilon_r} d} \quad (5.4.17)$$

이다. 식 (5.4.14)와 (5.4.15)을 정리하여 다음의 수식을 유도할 수 있다.

$$S_{11}\Gamma_{12}^2 - \Gamma_{12} \left| 1 - (S_{21}^2 - S_{11}^2) \right| + S_{11} = 0 \quad (5.4.18)$$

$$z = \frac{(S_{11} + S_{21}) - \Gamma_{12}}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma_{12}} \quad (5.4.19)$$

식 (5.4.18)의 해를 구하면 다음과 같다.

$$\Gamma_{12} = \frac{1 - (S_{21}^2 - S_{11}^2)}{2S_{11}} \pm \sqrt{\left| \frac{1 - (S_{21}^2 - S_{11}^2)}{2S_{11}} \right|} \quad (5.4.20)$$

$$X = \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (5.4.21)$$

식 (5.4.16)와 (5.4.20)를 연립하여 아래의 수식을 얻을 수 있다.

$$X = \frac{\sqrt{\mu_r}}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1 + \Gamma_{12}}{1 - \Gamma_{12}} \quad (5.4.22)$$

식 (5.4.17)와 (5.4.19)를 연립하여 아래의 수식을 얻을 수 있다.

$$Y = \sqrt{\mu_r \epsilon_r} = j \frac{c_0}{dw} [\ln |z| + j \arg(z)] \quad (5.4.23)$$

식 (5.4.22)와 (5.4.23)를 이용하여 유전율과 투자율을 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\epsilon_r = \epsilon_{r,real} - j\epsilon_{r,imag} = X/Y \quad (5.4.24)$$

$$\mu_r = \mu_{r,real} - j\mu_{r,imag} = XY \quad (5.4.25)$$

따라서 위의 공식을 이용하면 물질의 반사파와 투과파의 값을 알면 유전율과 투자율을 추출할 수 있다.

## 5.5. 메타물질 구조의 흡수체

메타물질을 이용한 흡수체는 크게 접지면을 갖는 흡수체와 갖지 않는 흡수체로 나뉜다. 접지면을 갖는 구조는 공진 구조와 도체 접지면으로 구성되는데 공진 구조의 캡에 수평한 방향으로 여기 되면 전계 공진이 형성되고 자계 공진은 구조체와 접지면 사이의 커플링에 의한 변위 전류에 의해 형성된다.

그림 5.3 는 ELC 공진기와 도체 접지판을 사용한 구조이다[13]. ELC 캡 부분에 전계가 평행하게 입사할 때 전계 공진이 형성되고 도체 접지면과 ELC 공진기의 양쪽 측면 선로에 서로 다른 방향의 변위전류에 의해 자계 공진이 형성된다. 이 구조는 유연성을 갖게 설계하기 위하여 기판을 폴리이미드를 사용하였다. 테라헤르츠 영역에서 동작하며 단위 셀 사이즈는  $25.9 \mu\text{m}$ 이다. 두께가 매우 얇고 최대 98%이상의 흡수율을 갖게 설계되었다. 하지만 캡이 한쪽 방향으로만 존재하여 편파 변화에 민감한 단점을 갖고 있다. 그림 5.4은 ERR구조와 십자가 형태의 구조를 결합하여 메타 흡수체를 구현하였다[14]. 전계 공진을 위하여 전기전적으로 커플된 링 공진기(ERR) 구조를 사용하였는데 편파 방향에 따른 변화를 없애기 위하여 그림 5.4와 같이 4개의 암이 접힌 형태의 구조로 변형시켰다. 낮은 주파수대에서는 ERR 구조내의 LC 루프에 의한 공진이고 높은 주파수대에서는 다이폴 형태의 구조에 의하여 공진하게 된다. 자계 공진은 ERR 구조와 뒷면의 십자가 구조 사이의 변위 전류에 의해 생성

된다. 이 흡수체는 1 mm 두께의 실리콘 기판 위에 위치해있고 앞, 뒤 구조체는 BCB 기판 사이에 위치하였다. 이 구조는 샌드위치 형식의 구조를 사용하여 동작주파수 대역 이외에서도 낮은 RCS 값을 갖지만 최대흡수율이 80%정도로 낮게 설계되었다. 그럼 5.5는 매립소자를 사용한 메타물질이다. 고 손실 기판인 FR-4을 사용하였고 SCR 공진구조에 저항소자와 커패시턴스 소자를 매립해 2.2 ~ 4.7GHz 대역에서 90% 이상의 흡수율을 나타내는 메타물질을 구현 하였다[15].

도체 접지면을 갖는 흡수체 구조는 동작 주파수 범위에서는 낮은 RCS를 갖지만 공진 이외의 범위에서는 공진회로가 아닌 도체판으로 동작하여 높은 RCS 값을 갖게 된다. 흡수체는 군사용 목적으로도 사용되는데 주로 비행기, 배, 탱크 등 물체의 레이더 추적을 피하는 목적으로 스텔스 특성이나 위장 기술들에 접목되어 사용된다. 이 때 RCS 값이 높게 되면 레이더에 탐지 되므로 낮은 RCS값을 가져야 한다. 따라서 접지면을 최소한 줄여야하기 때문에 기존의 정면 구조에서는 접지면 대신 또 다른 구조체를 사용하여 변위 전류를 생성시켰다. 하지만 F.Biloti는 접지면을 줄이는 것이 아닌 없애는 방법을 연구하였다. 그럼 5.6에 도체 접지면을 사용하지 않는 방법을 나타내었다[16,17].

그럼 5.6과 같이 저항시트가 거리  $d_1$ 이고 메타 표면과 떨어져있으며  $d_2$ 의 두께를 갖는 메타 구조로 구성되며 뒷면에 어떠한 도체 접지면도 갖지 않는다. 메타 구조는 크게 두 경우로 나누어볼 수 있는데  $\epsilon = \pm\infty$  일 경우, 전계 공진 구조의 이상적인 경우이고  $\mu = \pm\infty$ 일 경우, 자계 공진 구조의 이상적인 경우이다. 두 가지 경우일 때  $\Gamma_i$ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$\lim_{\epsilon_r \rightarrow \infty} \Gamma_i = -1 \quad (5.5.1)$$

$$\lim_{\mu_r \rightarrow \infty} \Gamma_i = \frac{R\sqrt{\epsilon_0} - \sqrt{\mu_0}}{R\sqrt{\epsilon_0} + \sqrt{\mu_0}} \quad (5.5.2)$$

위의 식에 의해  $\mu_r = \pm\infty$ 일 때  $R = 377 \Omega$ 일 경우  $\Gamma_i$ 은 0이 된다. 따라서 자계 공진구조를 사용하면 메타 흡수체를 구현할 수 있다.

그림 5.7에 SRR 구조와 저항시트를 사용한 자계 공진을 이용한 메타 물질을 나타내었다. 저항시트와 SRR 구조가 일정한 간격을 갖고 위치해 있으며 자계가 SRR구조면에 여기될 때 흡수체로 동작하게 된다. 저항시트의 두께는 0.5 mm이고 저항시트와 SRR간의 간격 또한 0.5 mm로 설계 되었다. 2 GHz의 공진주파수를 갖고 공진점에서 최대흡수율이 95% 이상이다[17].

하지만 앞에서 언급한 메타물질은 협대역 특성을 가지고 있어 함정의 주요 탐지 주파수 대역인 2 ~ 18 GHz 대역에 적용할 수 없고 저항시트와 메타 구조 사이에 공기층이 존재하게 되므로 실제 제작 시 어려움이 따른다.

그림 5.8은 또 다른 접지면을 사용하지 않는 구조를 나타내었다. 광대역에서 공진주파수를 갖는 MIK(Minkowski fractal loop) 공진구조와 유전체 저항시트를 이용하여 광대역 매타물질을 구현하였다[18]. MIK 공진구조는 0.02 mm, 유전체의 두께는 0.4 mm 그리고 저항시트의 두께는 0.03 mm로 메타물질의 두께가 0.5 mm 미만이면서, 앞에서 단점으로 지적된 구조 사이의 공기층이 존재하지 않는다. MIK 구조는 PCB 기술을 이용하여 유전기판에 구현할 수 있고, 얇은 저항시트는 Silk-screen 기술을 이용하여 구현할 수 있다. MIK 구조는 대칭구조로 편파에 영향을 받지 않고 2.2 ~ 20 GHz 까지 흡수율이 90% 이상이다. 또한 50도 이하의 입사각에서 흡수율의 변화가 거의 없다.

하지만 유전체 기판이 유연성을 갖지 않기 때문에 함정의 곡면위에 부착할 경우 어려움이 따른다. 그럼 5.9은 이문제점을 해결하기 위해서 접지면을 갖지 않고 저항 소자를 사용한 유연성이 있는 메타물질이다. 셀 간 간격에 공기층 대신에 유전율이 2인 고무로 대신하였다. 공기층을 사용하였을 경우 흡수율이 80% 이상인 대역폭이 8.15 ~ 9.58 GHz이다. 공기층 대신 고무를 사용하였을 경우 흡수율이 80% 이상 대역폭은 8.15 ~ 9.05 GHz이다. 고무의 유무에 따라 주파수가 다소 변하긴 하지만 거

의 미비하고 대역폭 또한 거의 유사하다[19].

## 5.6. 메타물질 모의실험

### 5.6.1. 함정의 스텔스 기술에 적용 가능한 메타물질

#### 5.6.1.1. 저항시트를 사용한 메타물질

5.5.2.에서 살펴본 것처럼 위협주파수 대역에 적용할 전파흡수재료 기법에 가장 적절한 메타구조는 그림 5.8의 MIK 구조의 메타물질이다. MIK 구조의 메타물질은 4.3.1.에 정의한 함정의 주요 탐지 주파수 대역인  $2 \sim 18 \text{ GHz}$  대역을 만족하고 매우 얇은 구조이기 때문에 전파흡수체의 단점중 하나인 함정의 무게증가 측면에서 유리하다. 이를 함정에 적용해보기 위해서 상용 시뮬레이션 툴인 CST 사의 MWS를 이용하여 해석을 수행하였다. 그림 5.10는 MIK 구조의 모델링을 나타내고 제원은 다음과 같다.  $p = 20$ ,  $l = 18$ ,  $l_1 = 6$ ,  $S_0 = S_1 = S_3 = S_5 = 2.15$ ,  $S_2 = S_4 = 1.5$ ,  $w_1 = 0.3 \text{ (mm)}$  이고, MIK 구조는 도전율  $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ 이고 두께  $t_1 = 0.02 \text{ mm}$ 이다. 유전체는 비유전율이 4.9이고 탄젠트 손실이 0.025이고 두께  $t_2 = 0.4 \text{ mm}$ 이다. 두께  $t_3 = 0.03 \text{ mm}$ 의 저항 시트는 저항이  $475 \Omega/\text{sq}$ 이다. 그림 5.11는 MIK 구조의 흡수율을 나타내고 5.12은 임피던스를 나타낸다. 함정의 주요 탐지 주파수 대역인  $2 \sim 18 \text{ GHz}$  까지 높은 흡수율을 나타내는 것을 볼 수 있고 임피던스가 자유공간상의 임피던스인  $377 \Omega$ 에 근접해 인피던스 매칭으로 흡수체로 동작하는 것을 알 수 있다. 하지만 이 구조물은 유연성을 갖지 않는 유전체를 이용하여 실제 함정의 곡면에 적용하기 어렵다. 그림 5.7의 공기충대신 고무를 사용한 메타물질이의 경우 고무와 공기층의 결과가 거의 유사했기 때문에 그림 5.11과 같이 메타원자와 메타원자의 경계에 유전율이 2인 고무를 1mm로 설정하고, 메타구조의 상부와 하부에 0.3 mm의 고무를 설정하여 곡면에도 적용이 가능하도록 설정하여 해석을 수행하였다. 제원은 기존

의 모델과 같고 추가적인 제원  $w_2 = 0.5$ ,  $t_4 = 0.3$  (mm) 이다. 그럼 5.12는 고무를 적용한 MIK 구조 흡수체의 흡수율을 나타내고 5.13은 임피던스를 나타낸다. 고무를 적용하기 전보다 최대 5%정도의 흡수율 감소가 있지만 주요 주파수 대역에서 85%의 높은 흡수율을 나타내는 것을 볼 수 있다. 고무를 적용한 MIK 구조의 RCS 감소효과는 뒤에서 다루어 질 전파흡수재료 기법을 적용한 RCS 해석에서 확인해 본다.

#### 5.6.1.2. 매립소자를 사용한 메타물질

4.4.1.4에 언급한 최근 세계적으로 사용추세인 통합마스트는 FSS 레이돔은 레이다가 사용하는 주파수에 대해서는 투명하며 그 이외의 주파수에서는 높은 반사계수를 가지는 것이 특징을 가지고 있다. FFS 레이돔에는 레이다가 사용하는 주파수 대역에서는 투과가 일어나야하기 때문에 5.6.1.1.에 언급한 저항시트를 사용한 메타물질을 사용하기에 적절하지 않다. 따라서 저항시트를 사용하지 않은 저항 소자를 사용한 메타물질의 사용이 적절할 것으로 판단된다. 저항 소자를 사용한 메타물질은 도체접지면이 필요로 하다. FFS 레이돔은 레이다가 사용하는 주파수 대역 이외에서는 높은 반사계수를 가져 도체 접지면과 같은 역할을 한다. 또한 메타원자구조의 변경 없이 저항 소자의 변경으로 주파수 대역을 제어할 수 있어 레이다의 주파수 대역에 따라 사용해야 하는 FFS 레이돔의 적용이 적절할 것으로 판단된다.

5.5.2.에서 살펴본 FFS 레이돔에 사용가능한 메타물질로 매립소자를 적용한 메타물질을 해석하고 적절성을 판단해본다. 그럼 5.16는 저항 소자를 사용한 메타물질의 모델링을 나타내고 제원은 다음과 같다.  $l=40$ ,  $r = 16$ ,  $s = 15.2$ ,  $w = 2.7$ ,  $g = 2$ ,  $t = 6$  (mm) 이다. 매립 소자변화에 따른 흡수율 변화를 확인해 보기 위해 커패시턴스  $C = 4$  pF일 때 저항  $R = 50, 250, 500$  ( $\Omega$ ) 인 경우와 저항  $R = 250 \Omega$  일 때  $C = 0.1, 1, 10$  (pF)으로 변화시켜 해석을 수행해 보았다. 그럼 5.17 ~ 5.19은 저항 소자 크기의 변화에 따른 흡수율 변화를 각각 나타내고, 그럼 5.20에서 그림 5.22은 커패시턴스 소자 크기의 변화에 따른 흡수율을 각각 나타낸다.

저항과 커패시턴스 변화에 따라 흡수율의 대역폭과 흡수율의 정도에 차이를 보이는 것을 확인 할 수 있다. 이 결과로부터 저항 소자와 커패시턴스 소자의 크기 변화로 주파수대역의 변화가 가능하다는 것을 알 수 있었다. 이로부터 저항소자를 사용한 메타물질과 도체 접지면을 FFS를 사용하여 유전알고리즘 등을 이용하여 레이다가 사용하는 주파수에 대해서는 투명하며 그 이외의 주파수에서는 흡수율을 갖는 FFS 레이돔 설계가 가능할 것으로 판단된다.

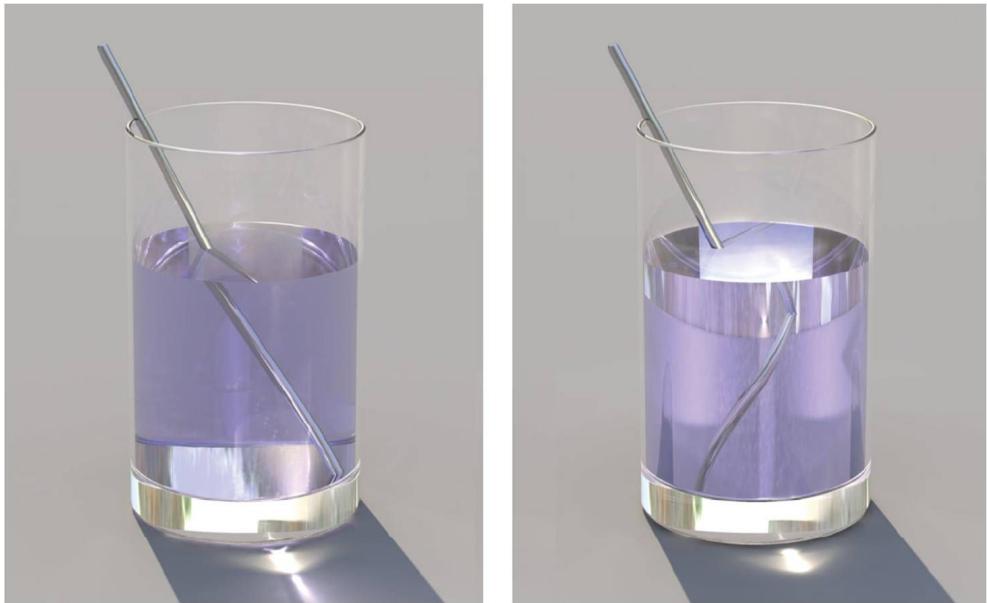


그림 5.1 Example of negative refractive Index

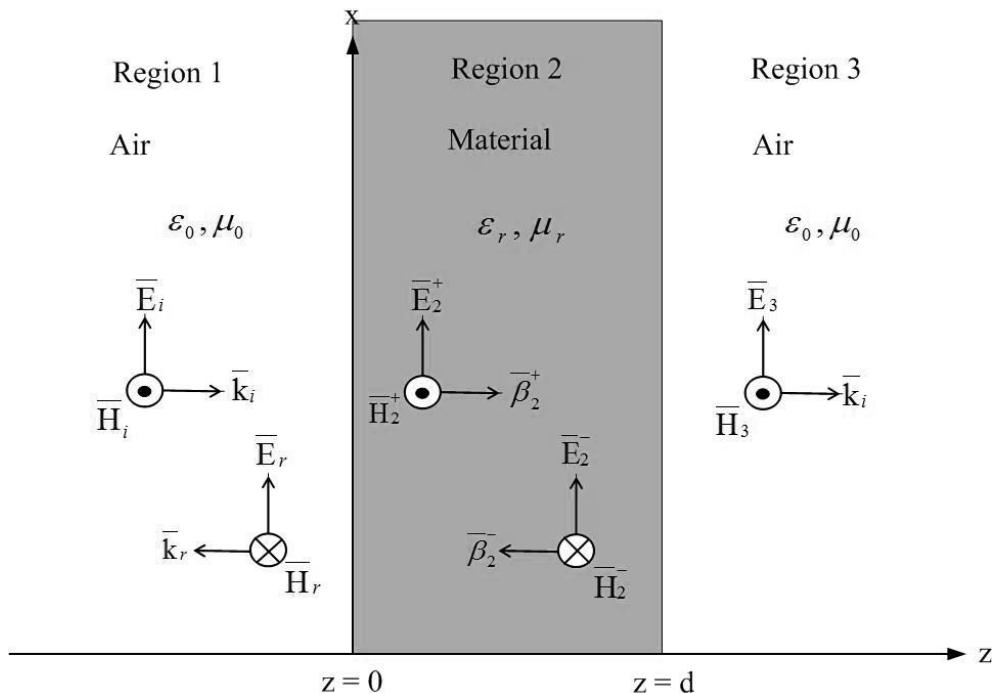


그림 5.2 Electromagnetic field distribution in TEM wave incident.

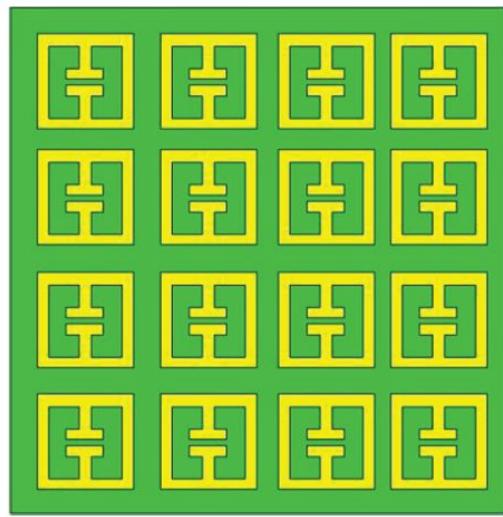


그림 5.3 Metamaterial using ELC resonator

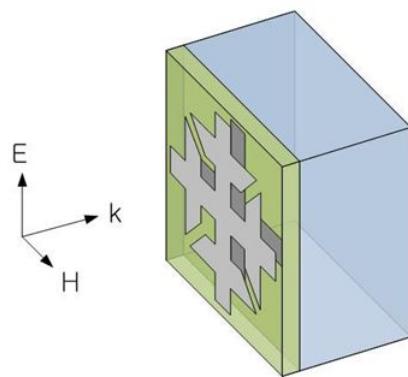
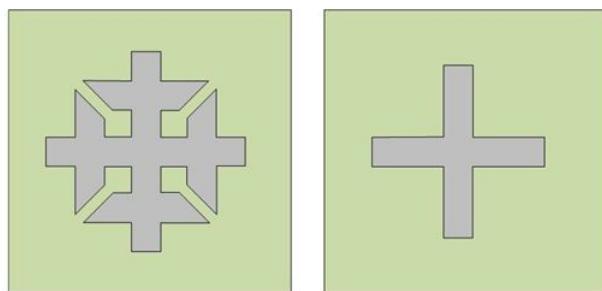


그림 5.4 Metamaterial using ERR resonator with cross structure

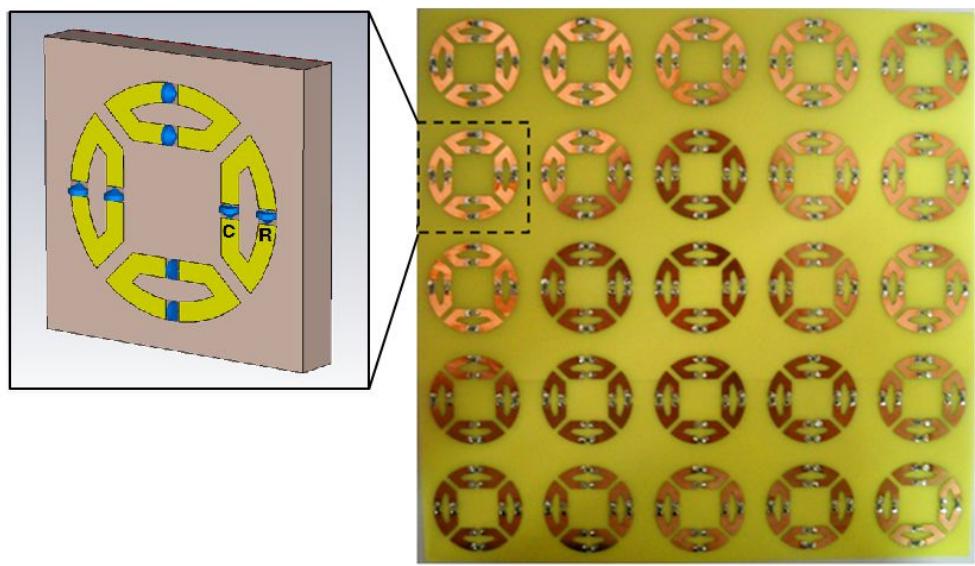


그림 5.5 Metamaterial using SCR resonator

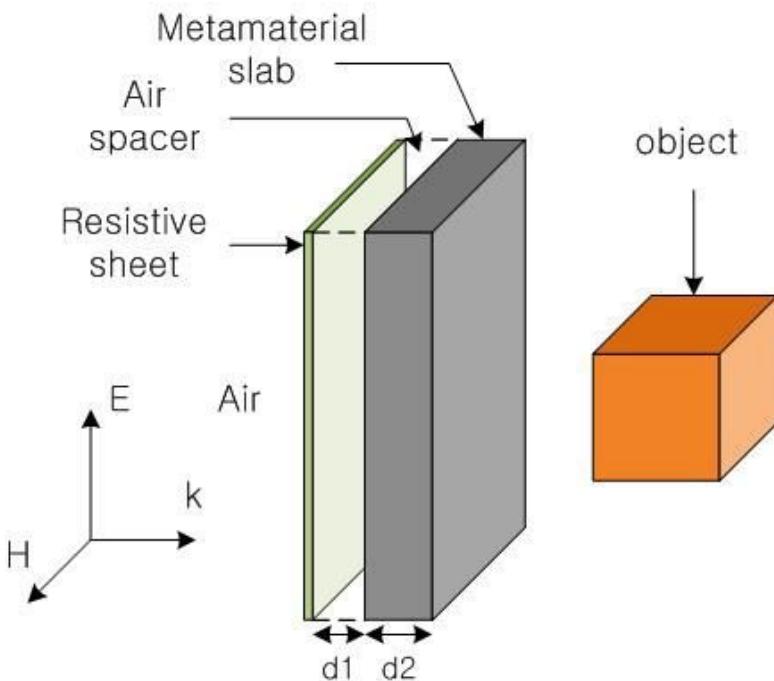


그림 5.6 Metamaterial using resistive sheet

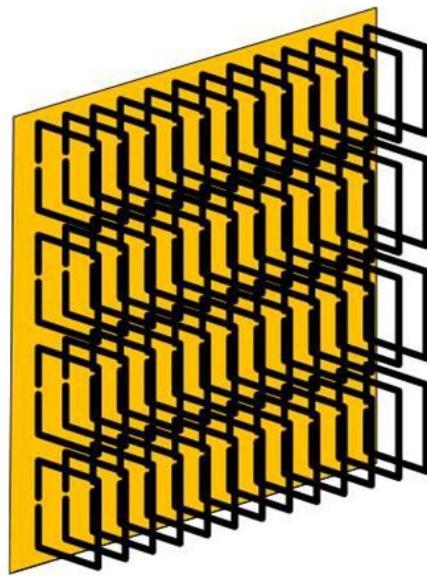


그림 5.7 Metamaterial using SRR resonator with resistive sheet

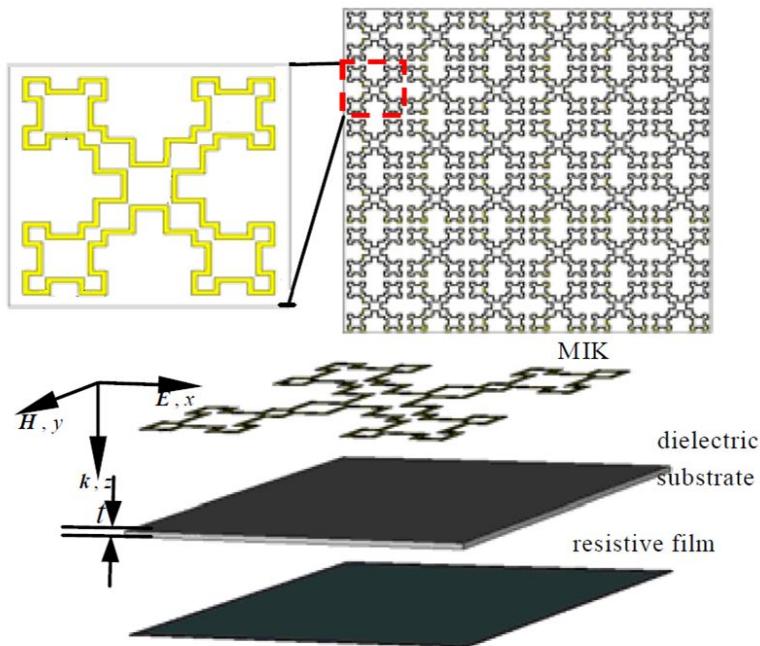


그림 5.8 Metamaterial using MIK resonator with resistive sheet

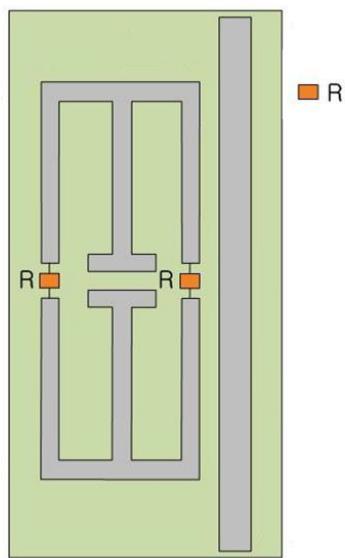


그림 5.9 Metamaterial using MIK resonator with resistive sheet

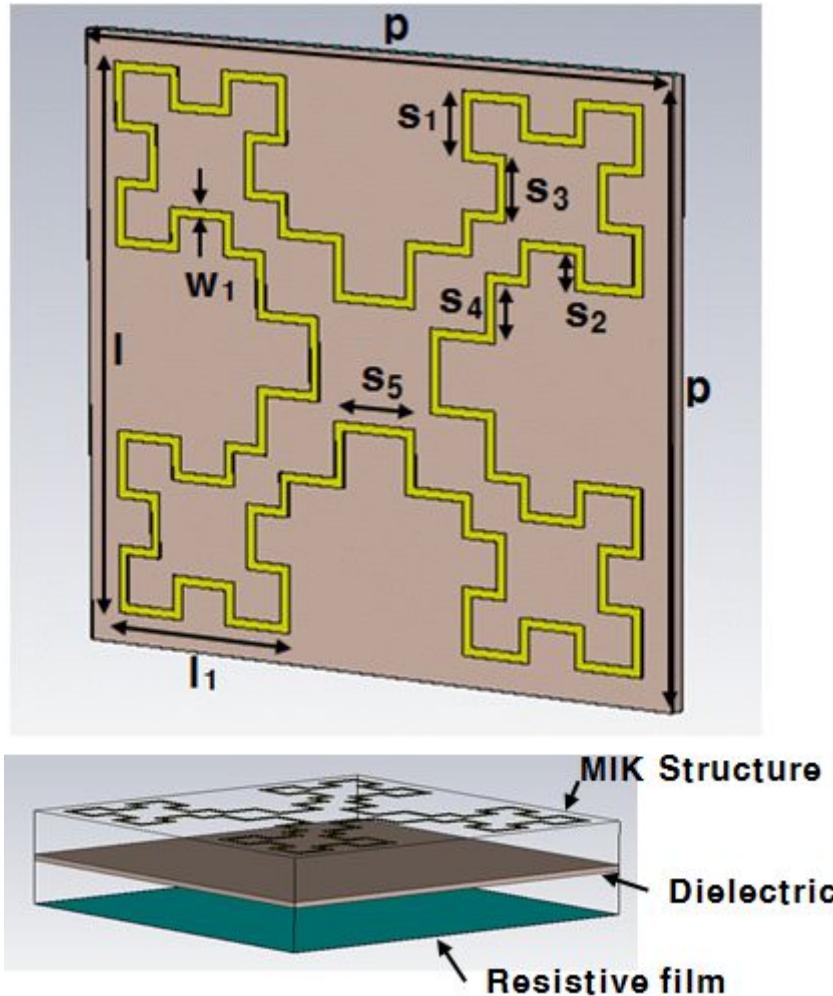


그림 5.10 Modeling of metamaterial using MIK resonator  
with resistive sheet

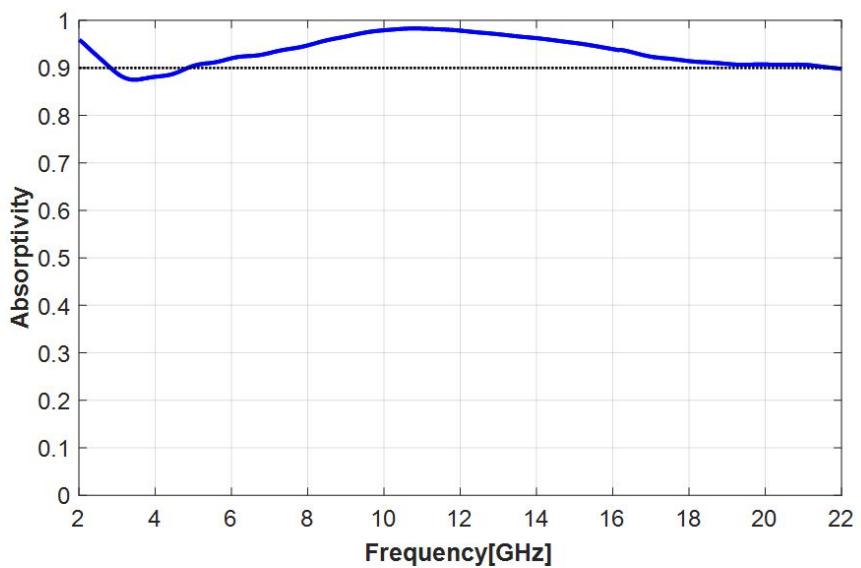


그림 5.11 Absorptivity of MIK structure metamaterial

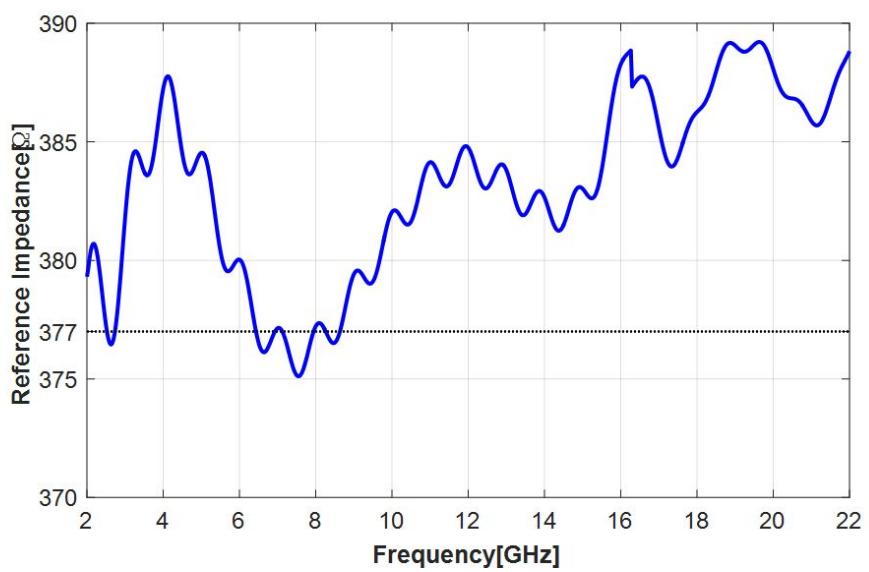


그림 5.12 Reference impedance of MIK structure metamaterial

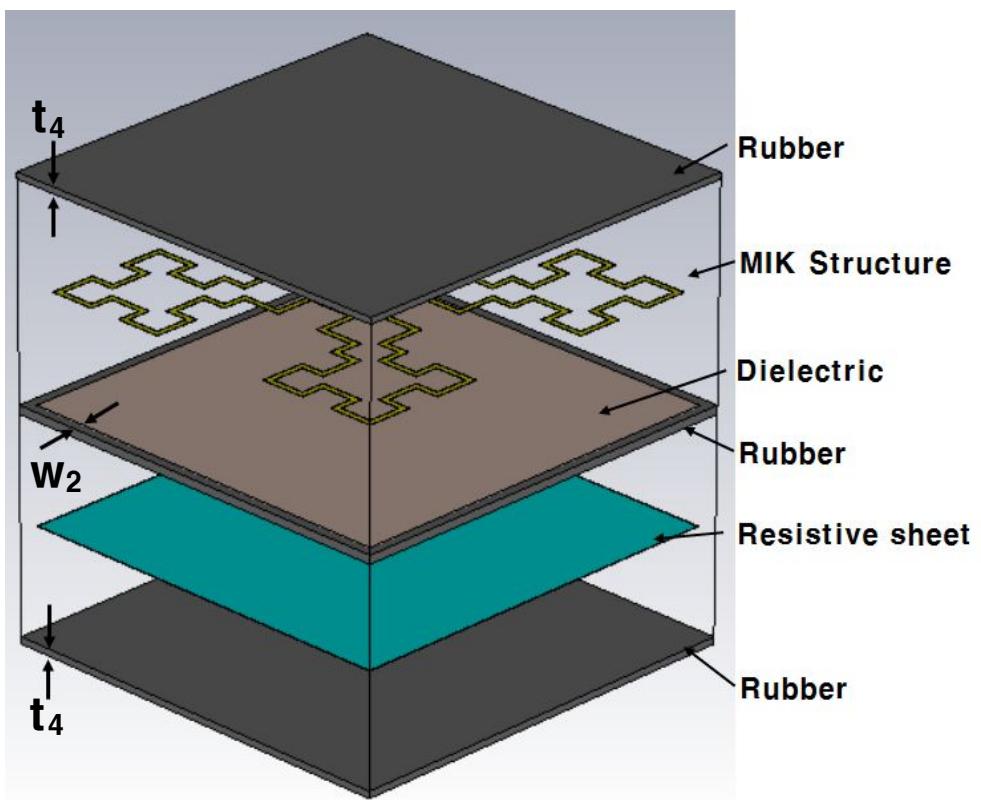


그림 5.13 Modeling of MIK structure metamaterial with rubber

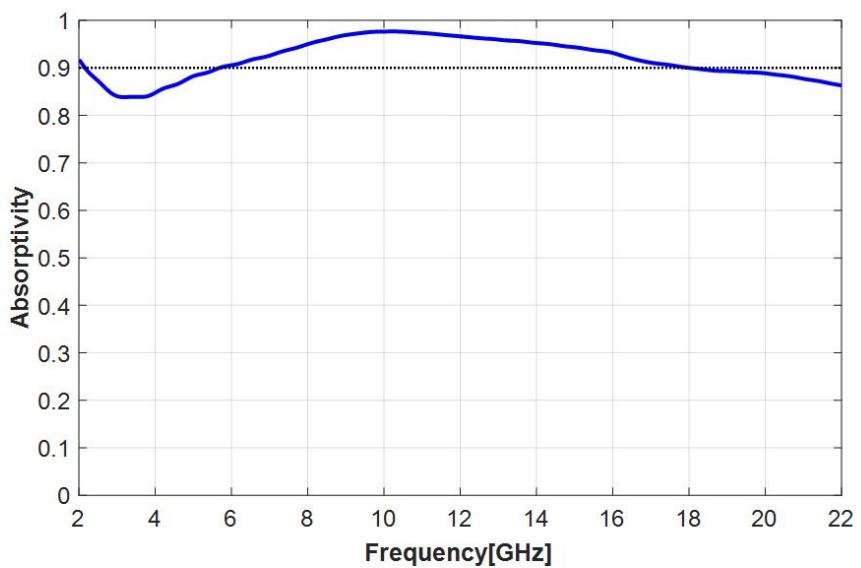


그림 5.14 Absorptivity of MIK structure metamaterial with rubber

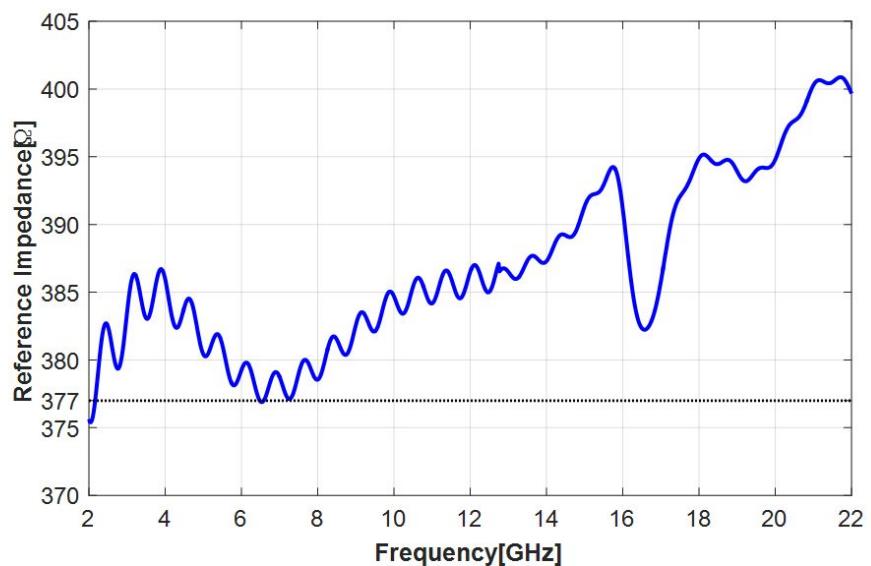


그림 5.15 Reference impedance of MIK structure metamaterial with rubber

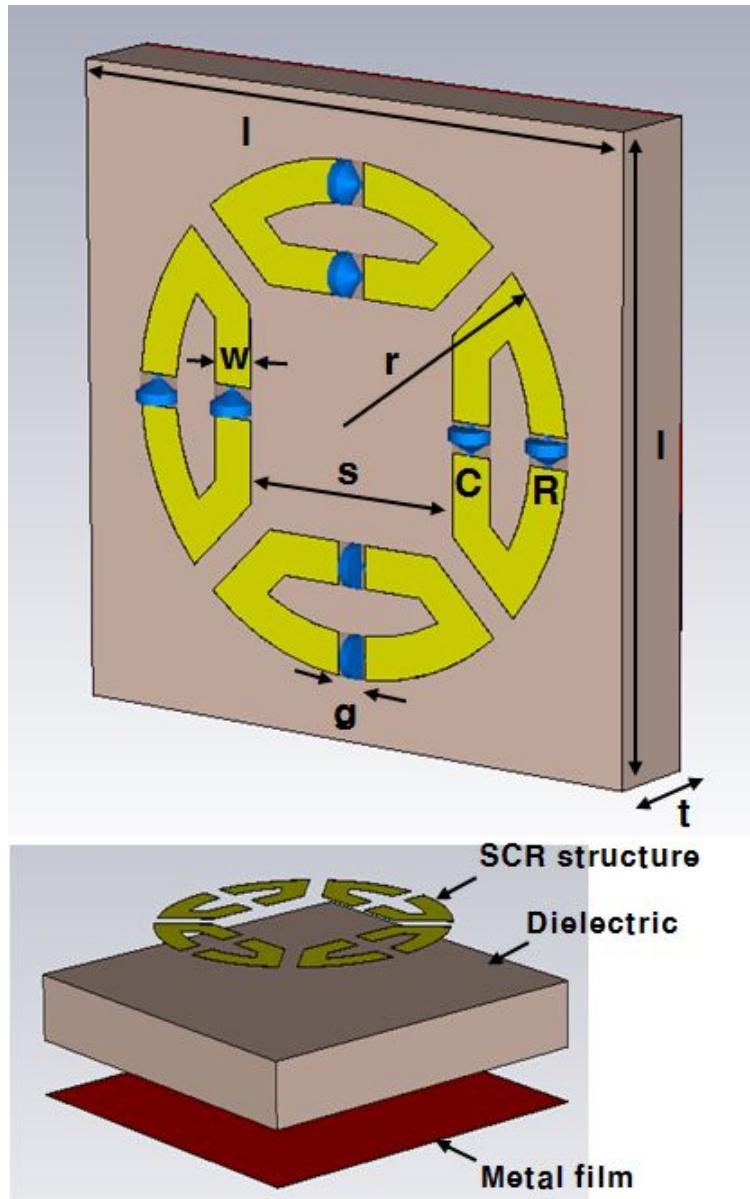


그림 5.16 Modeling of SCR structure metamaterial  
with lumped elements

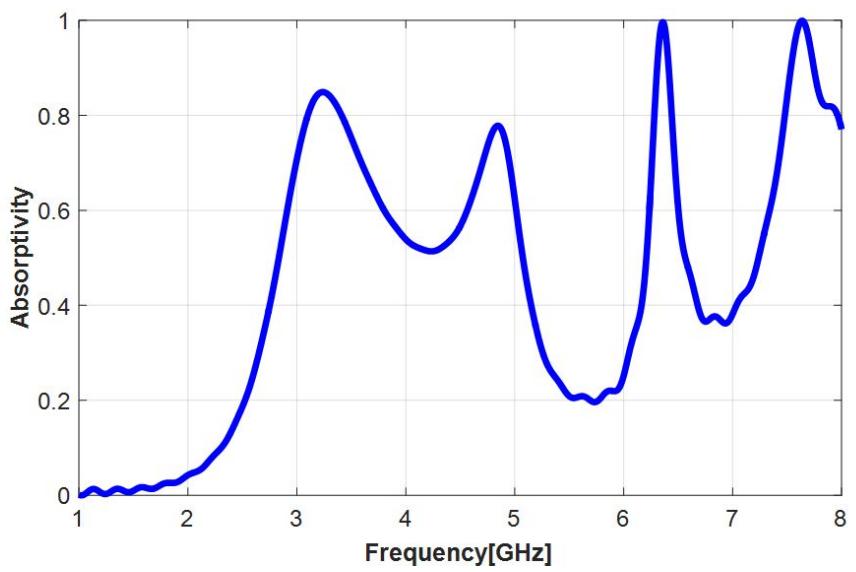


그림 5.17 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when  $R=50\Omega$ ,  $C=4\text{pF}$

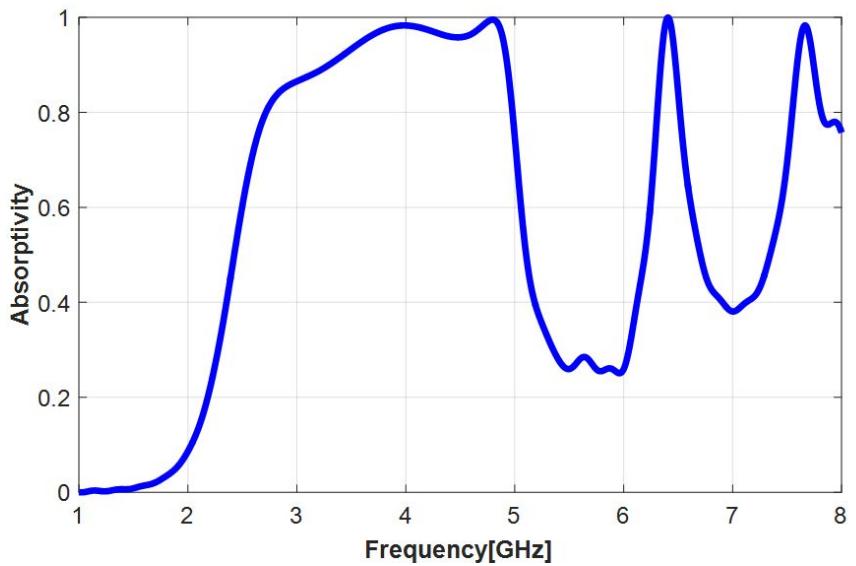


그림 5.18 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when  $R=250\Omega$ ,  $C=4\text{pF}$

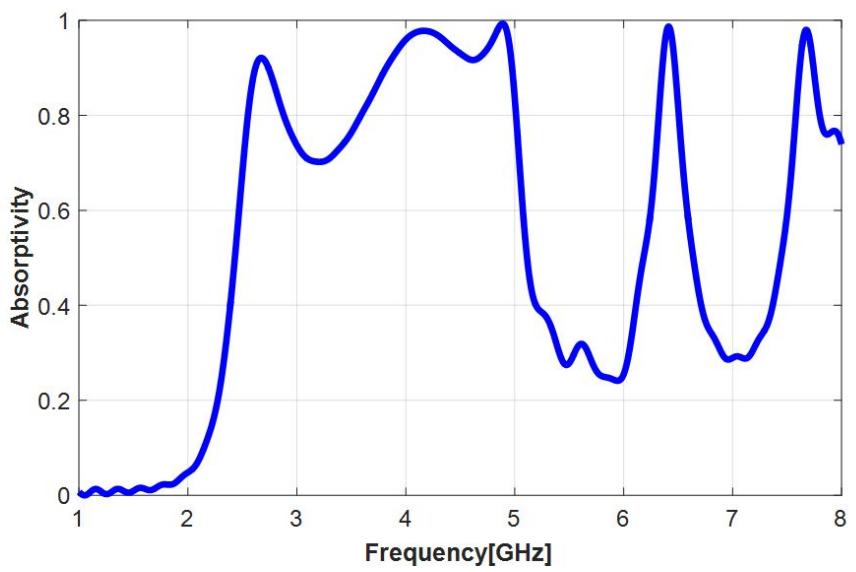


그림 5.19 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when  $R=500\Omega$ ,  $C=4\text{pF}$

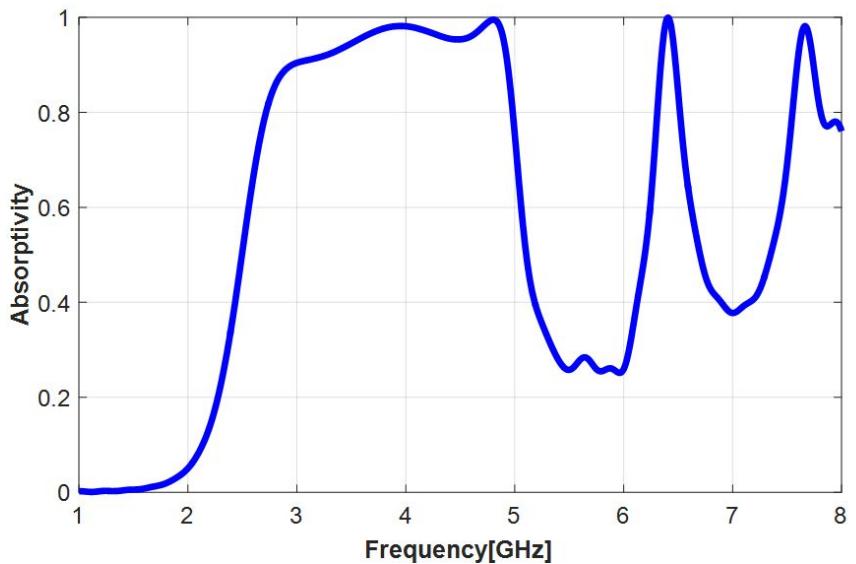


그림 5.20 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when  $R=250\Omega$ ,  $C=0.1\text{pF}$

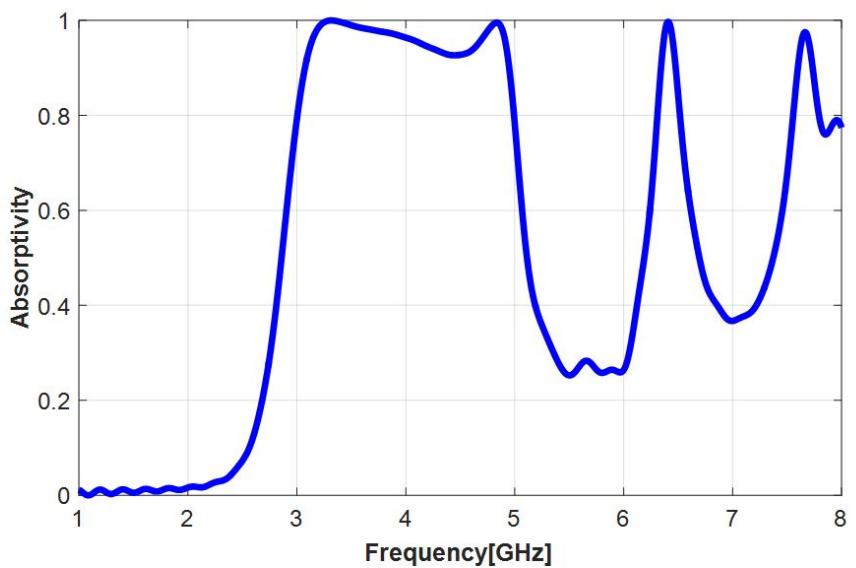


그림 5.21 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when  $R=250\Omega$ ,  $C= 1\text{pF}$

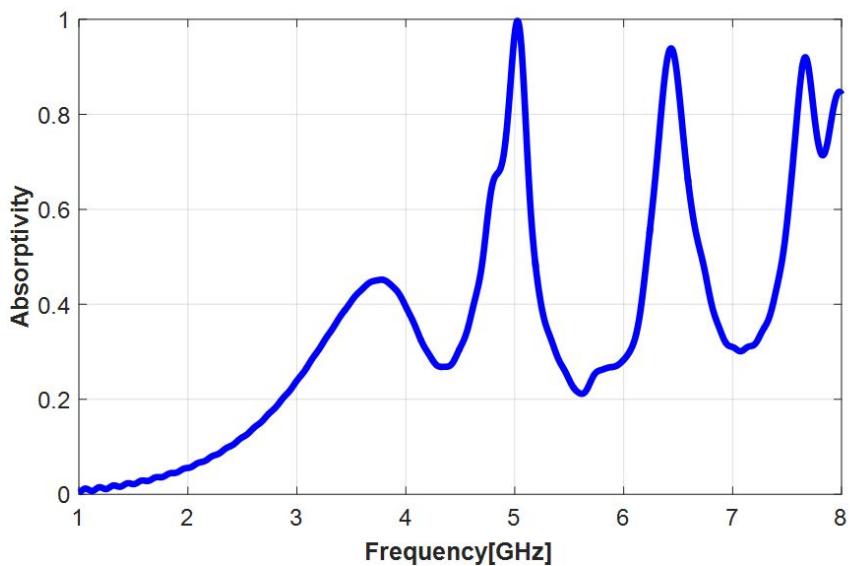


그림 5.22 Absorptivity of SCR structure metamaterial with lumped elements when  $R=250\Omega$ ,  $C= 10\text{pF}$

## 6. 함정의 RCS 예측 및 분석

### 6.1. 도입

4장에서 실린더와 잘려진 원뿔 형상의 간단한 구조물에 대해서 곡면을 가지는 구조물의 표면을 많은 수의 평판으로 모델링 한 후에 그 평판의 RCS를 추정한 후 합함으로써 전체 RCS를 추정할 수 있다는 사실을 확인하였다. 따라서 평판으로 모델링 하는 기법을 그대로 확장하여 좀 더 복잡한 구조물인 함정 형상의 구조물로 확대시켜보았다.

본 장에서는 기하광학, 물리광학을 기법을 이용한 RCS 해석 프로그램을 이용하여 해외 첨단함정인 DDG-1000과 Holland Class 해석을 수행하고 그 특성을 분석하였다. 또한 4장에서 언급한 RCS 감소기법을 적용하여 RCS 감소효과를 분석하고 확인해보았다.

### 6.2. RCS 예측 프로그램 구성

함정의 RCS를 분석하기 위하여 RCS 해석 프로그램 RACSAN을 이용하였다[20]. 임의의 다각형 형상에 대한 RCS식과 기하광학(Geometrical Optics), 물리광학(Physical Optics)을 기반으로 하여 대상 표적의 레이다 반사면적을 해석한다. 그럼 6.1과 그림 6.2는 RACSAN의 주요기능과 해석절차를 나타내고, 프로그램의 특징은 표 6.1에 나온바와 같다.

RACSAN은 함정의 외부 단반사 해석과 다중반사 해석이 가능하고 내부 구조물에 의한 내부 다중반사 해석이 가능하다. 또한 전파흡수체와 메타물질의 S-파라미터를 적용하여 RCS 해석이 가능하다.

함정의 RCS를 해석으로 각 요소들의 기여도를 분석을 통해 기여도가 요소에 대한 형상 변화 및 전파흡수체 적용을 통해 RCS 감소 설계를 진행 할 수 있다.

## 6.3. 프로그램 검증

### 6.3.1. 간단한 형상에 대한 실험적 검증

프로그램 검증을 위하여 간단한 모형의 실험결과를 이용해 해석결과와 비교하였다. 실험은 미사일 모형에 대한 실험과 모형선에 대한 실험과 비교하였다[12,21]. 그림 6.3과 표 6.2는 미사일 모형의 모델과 해석조건을 나타내고 그림 6.5와 표 6.3은 모형선 모델을 각각 나타낸다. 그림 6.4 와 그림 6.6은 해석결과를 나타내는데 해석결과가 논문의 실험결과와 잘 일치 하였다.

## 6.4. 함정의 RCS 해석

### 6.4.1. Zumwalt Class(DDG-1000)

함정 스텔스 성능은 선체의 형상설계와 병행하여 레이다, 함포와 같은 탑재 무장과 센서의 RCS 감소 없이는 확보될 수 없다. 특히 레이다와 같은 센서의 스텔스화는 센서 성능의 저하 없이 이루어져야 하므로 형상 변경이나 전자파 흡수체를 부착하는 방식으로는 RCS 감소에 한계가 있다. 따라서 주요 노출부위는 스텔스 형상에 적용이 가능한 평면 배열형 개구면 구조로 설계되어야 한다. 이러한 방식의 레이다 및 전자전 장비 사용은 RCS가 작은 평면 2차원 위상배열 안테나의 개발과 같은 상당한 기술력과 비용을 동시에 요구한다. DDG-1000의 탑재 장비는 스텔스화된 센서 및 무장을 개발하여 적용한 대표적인 사례이다. 스텔스 함정의 특성을 분석해보기 위해 첨단함정인 DDG-1000 해석을 수행하였다.

#### 6.4.1.1. 주파수에 따른 RCS 해석

레이다의 탐지 주파수 변화에 따른 DDG-1000의 특성을 알아보기 위

하여 4.3.1에서 정의한 함정의 주요 탐지 주파수 대역인 2 ~ 18 GHz 대역에 대해서 RCS 해석을 수행했다. DDG-1000의 모델링은 그림 6.7과 같고 해석모델의 정보와 해석조건은 표 6.4와 같다. 주파수 대역은 RCS 해석에 가장 많이 사용되는 4, 8, 12, 18 GHz로 진행하였다. 그림 6.8에서 그림 6.15는 4, 8, 12, 18 GHz 주파수에서의 x-y 그래프와 polar 그래프를 각각 나타내고 표 6.5는 해석한 결과의 RCS 평균을 나타낸다. 3.5.에서 검증한 것처럼 일반적으로 주파수가 증가하면 RCS가 증가하지만 DDG-1000의 해석결과 주파수가 증가하더라도 그 변화가 크게 나타나지 않는 것을 볼 수 있다. 주파수별 평판의 RCS 해석결과인 그림 3.9에서 볼 수 있듯이 수직입사각 전 후 2도를 제외하고는 전체적으로 값이 유사한 것을 볼 수 있다. 이로부터 스텔스 설계가 잘 된 함정인 경우 주파수가 탐지가능 범위 내에서 증가하더라도 RCS가 크게 증가하지 않는다는 것을 추측 할 수 있다.

#### 6.4.1.2. 레이다 고도각에 따른 RCS 해석

4.3.에서 설정한 레이다 고도각의 변화에 따른 DDG-1000의 RCS 분석을 수행하였다. 해석은 0 ~ 10도까지 2도 간격으로 수행하였고 주파수는 4 GHz에 대해서만 해석을 수행하였다. 그림 6.16 ~ 6.25는 고도각 2 ~ 10도까지의 x-y 그래프와 polar 그래프를 각각 나타내고 표 6.6은 해석결과의 RCS 평균을 나타낸다.

그림 6.8은 0도에서의 해석결과이다. 상부의 구조물과 레이다의 입사방향이 직각이 되는 면적이 많을수록 RCS 값이 높아진다. 그림 6.26는 레이다의 입사각이 33도, 122도, 147도 일 때의 가시면을 나타낸다. 레이다의 입사각이 33도, 122도, 147도 일 때 높은 RCS가 나타나는 것을 볼 수 있는데 이는 그림 6.26에서 볼 수 있듯이 레이다의 입사방향과 구조물의 경사각이 직각에 가까운 면이 있어 이러한 결과가 나온 것으로 판단된다.

그림 6.16는 2도에서의 해석결과이다. DDG-1000의 경우는 구조형상이 단순하기 때문에 0도와 유사한 경향을 나타내고 있고 0도 보다 RCS 가

전체적으로 증가한 것을 볼 수 있다. 그림 6.27에서 주선체의 경사각이 약 8도인데 이 값에 가까워질수록 RCS 가 증가하는 것을 알 수 있다.

그림 6.18은 4도에서의 해석결과이다. 4도에서도 2도에서와 마찬가지로 0도와 경향이 유사하고 전체적인 RCS의 증가하는 것을 알 수 있다. 이는 2도에서의 결과와 마찬가지로 고도각이 주선체의 경사각에 근접할수록 RCS가 증가한다는 것을 알 수 있다.

그림 6.20은 6도에서의 RCS 결과이다. 고도각 4도의 결과보다 RCS가 증가하기 했지만 전체적인 경향의 변화는 크지않다는 것을 알 수 있다.

그림 6.22은 8도에서의 RCS 결과이다. 6도에 비해 RCS가 크게 증가한 것을 볼수 있다. 이는 그림 6.27 에 나타난 것처럼 주선체의 각도인 8도이기 때문에 RCS가 매우 높게 증가한 것으로 주선체의 영향을 크게 받는 60도에서 120도에서 큰 증가폭을 나타내는 것을 알 수 있다.

그림 6.24은 10도에서의 RCS 해석 결과이다. 주선체의 각도인 8도를 벗어났기 때문에 전체적으로 8도에 비해 낮은 RCS가 나타나지만 100도에서 높은 RCS가 나타나 8도보다 높은 평균값이 나타난 것을 볼 수 있다. 이는 0도에서 언급한 것과 마찬가지로 구조물의 경사각이 레이다의 입사각에 수직에 가까운 형상이 존재하기 때문에 이러한 결과가 나타났다고 추측할 수 있다.

위 결과로 부터 주선체의 각도를 위협고도각인 10도 이상으로 설계할 경우 RCS 관점에서 좋은 설계가 될 수 있을 것으로 판단된다. 하지만 상부경사각이 증가하면 내부공간이 감소하기 때문에 외부형상과 내부공간배치를 동시에 고려한 설계가 필요하다. 또한 방위각과 고도각에 따른 RCS 패턴 분석을 통해 RCS가 높게 나타나는 부분의 형상변화로 RCS 를 감소시킬 수 있을 것이다.

#### 6.4.2. Holland Class

최근 세계적으로 사용 추세에 있는 통합마스트는 기존의 레이다의 복잡한 형상으로 인하여 다양한 각도에서 높은 RCS 값이 발생하는 것을

통합마스트로 형상을 단순화시킴으로써, 2.2에서 정의한 희생각 0도, 90도, 180도, 270도 부근에서만 높은 RCS 값을 가지게 된다. 따라서 RCS의 평균값을 계산함에 있어서 이를 각도에서의 RCS 값을 제외하고 계산을 함으로 평균적인 RCS값을 낮추게 된다.

위와 같은 특성을 가진 통합마스트의 RCS 감소효과를 살펴보기 위하여 통합마스트를 적용한 Holland Class에 대해 RCS 해석을 수행하였다.

#### 6.4.2.1. 주파수에 따른 RCS 해석

레이디의 탐지 주파수 변화에 따른 Holland Class의 특성을 알아보기 위하여 6.4.1.1과 동일한 주파수 대역인 2 ~ 18 GHz 대역에 대해서 RCS 해석을 수행했다. Holland Class의 모델링은 그림 6.28과 같고 해석 모델의 정보와 해석조건은 표 6.7과 같다. RCS 해석 주파수 대역은 6.4.1.1과 동일한 주파수로 수행하였다. 그림 6.29에서 그림 6.36는 4, 8, 12, 18 GHz에서의 x-y 그래프와 polar 그래프를 각각 나타내고 표 6.8은 해석한 결과의 RCS 평균을 나타낸다. 6.4.1.1의 DDG-1000과 마찬가지로 주파수 변화에 따른 RCS 값의 변화가 크지 않은 것을 볼 수 있다.

#### 6.4.2.2. 레이다 고도각에 따른 RCS 해석

레이디 고도각의 변화에 따른 Holland Class의 RCS 분석을 위해 6.4.1.2와 동일하게 0 ~ 10도까지 2도 간격으로 수행하였고 주파수는 4 GHz에 대해서만 해석을 수행하였다. 그림 6.37 ~ 6.46는 고도각 2 ~ 10도까지의 x-y 그래프와 polar 그래프를 각각 나타낸다. 표 6.9는 고도각 0도에서 10도까지의 RCS 평균을 나타낸다.

그림 6.31은 0도에서의 해석결과이다. 해석결과에서 나타난 것처럼 희생각을 제외하고 전체적으로 낮은 RCS 평균을 유지하는 것을 볼 수 있다. 복잡한 형상을 단순화시킨 통합마스트의 특성이 잘 나타났다고 볼 수 있다.

그림 6.37은 2도에서의 해석 결과이다. 0도에 비해 RCS 가 감소하는

형상을 볼 수 있는데 이는 그림 6.48에 나타낸 것처럼 주선체 하단의 경사각이 4도이다. 수직 입사를 0도라 하였을 때 고도각이 올라가면서 하단부의 입사각은 커지고 상단부의 입사각은 작아지게 되는데 고각 2도에서는 주선체 하단의 입사각이 증가에 따른 RCS 감소가 상단부의 입사각 감소에 따른 RCS 증가보다 크기 때문에 전체 RCS 평균이 감소했다고 추측할 수 있다.

그림 6.39은 4도에서의 해석결과이다. 고도각 2도에서의 결과와 반대로 주선체 하단의 입사각 증가에 따른 RCS 감소가 상단부의 입사각 감소에 따른 RCS 증가보다 작아서 0도와 2도의 해석결과보다 큰 값이 나타났다고 볼 수 있다.

그림 6.41은 6도에서의 해석결과이다. 그림 6.48에 나타낸 것처럼 주선체상부의 각도는 약 6.5도이다. 주선체 상부에 고도각이 근접했기 때문에 6.4.1.2에서와 마찬가지로 가장 큰 RCS 평균이 나타나는 것을 볼 수 있다.

그림 6.43은 8도에서의 해석결과이다. 8도에서는 주선체 상부의 각도와 멀어졌기 때문에 RCS가 감소하는 현상이 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 6.45은 10도에서의 RCS 해석결과이다. 주선체의 경사각에 RCS가 멀어지기 때문에 전체 방위각에서 6도 8도에 비해 RCS가 감소하는 것을 볼 수 있다. 하지만 28도와 38도에서 높은 RCS 값이 나타나는 것을 볼 수 있는데 이는 그림 6.47에 나타낸 것처럼 구조물이 입사각에 직각에 가까운 형상에 의한 것이다.

#### 6.4.2.3. 통합마스트

그림 6.48은 방위각 0 ~ 180도 까지 4 GHz에서 Holland Class 해석한 결과이고 그림 6.50는 0도, 90도, 180도에서 요소의 기여도를 각각 나타낸다. 그림 6.49와 같이 통합마스트의 특성인 희생각 부분인 0도 90도 180도에서 높은 기여도가 나타나는 것을 볼 수 있고 그림 6.48의 해석결과에서도 희생각 부분을 제외하고 전체적으로 낮은 RCS 평균이 나타나는 것을 볼 수 있다.

## 6.5. 전파흡수구조 기법을 적용한 RCS 해석

### 6.5.1. 형상화

앞에서 함정의 RCS 해석을 통해 상부구조물의 경사각에 대한 RCS 감소율이 크게 나타나는 것을 확인하였다. 상부경사각변화에 따른 RCS 감소율을 확인해 보기 위해서 그림 6.51에 나타낸 DDG-1000 모델의 상부구조물을 기준의 경사각인 19도에서 -3도, +3도를 해준 16도와 22도에 대해서 RCS 해석을 수행하였다.

그림 6.52과 그림 6.53 상부경사각이 16도일 때의 해석결과이고 그림 6.54과 그림 6.55는 상부경사각이 22도일 때의 해석결과이다. 예상했던 것처럼 상부경사각을 증가시킬 경우 RCS가 감소하는 것을 볼 수 있었다. 다음과 같이 상부경사각을 증가시키면 RCS가 크게 감소하지만, 상부경사각을 증가시킬 경우 내부공간이 줄어들게 되기 때문에 내부공간 배치와 RCS 감소를 모두 충족시킬 수 있도록 내부공간 배치와 연계하여 하는 연구가 필수적으로 요구된다.

### 6.5.2. 차폐화

그림 6.56은 DDG-1000의 차폐전과 후를 나타낸다. 그림의 차폐 전처럼 창문과 송풍구에 대해 차폐를 하지 않았을 경우 내부반사에 의해서 RCS가 증가하게 된다. 무게와 공기 흐름 등에 문제가 되지 않을 경우 금속판을 사용할 수도 있고, 상기 두 가지 문제 중 하나라도 문제가 될 경우 금속으로 된 그물격자를 사용할 수 있다. 그림 6.56처럼 창문과 송풍구에 대해 차폐를 진행하여 RCS 해석을 수행하였다. 그림 6.57과 그림 6.58은 차폐 후의 해석결과를 나타낸다. 표 11은 기본 모델과 차폐 후의 RCS 평균을 나타내는데 차폐를 하였을 경우 RCS가 감소하는 것을 볼 수 있다.

## 6.6. 전파흡수재료 기법을 적용한 RCS 해석

### 6.6.1. 전파흡수체

함정의 형상화 설계만으로 충분한 RCS 감소를 만족하기 어려운 경우 전파흡수재료 기법을 사용하여 RCS를 감소시킬 수 있다. 전파흡수체를 DDG-1000의 상부에 적용하여 RCS 감소효과를 확인해 보았다. 전파흡수체의 유전율과 투자율은  $\epsilon_r = 15$ ,  $\mu_r = 0.09 - 1.66i$ 을 사용하였고 전파흡수체 적용부위는 그림 6.59과 같다. 모델의 정보와 해석조건은 표 6.12와 같다. 표 6.59는 해석결과이다. 4 GHz를 제외하고 전체적으로 약 1 ~ 2 dB 정도의 감소효과가 나타나는 것을 알 수 있다.

### 6.6.2. 메타물질

전파흡수체와의 성능비교를 위해 6.6.1에서 전파흡수체를 적용한 곳에 동일하게 메타물질을 적용하여 해석을 수행하였다. 메타물질은 5.5.2에서 검증한 MIK 구조 메타물질을 적용하였고, 그림 6.68은 메타물질 적용부위를 나타낸다. 모델의 정보와 해석조건은 표 6.14와 같다. 메타물질을 적용하여 해석한 결과 약 3 ~ 4 dB이상의 감소효과가 있었다. 5.6.1에서 해석한 MIK 구조 메타물질은 그림 5.14에 나온바와 같이 전체 위협 주파수 대역인 2 ~ 18 GHz에서 85%이상의 흡수율을 나타내는 것을 볼 수 있다. MIK 구조 메타물질의 성능을 알아보기 위해서 구조물이 없는 경우가 100%의 흡수율을 나타낸다고 할 수 있기 때문에 DDG-1000의 메타물질 적용부분에 해당하는 상부구조물 제거하고 해석을 수행하였다. 상부구조물을 제거한 모델은 그림 6.77와 같다. 표 6.17은 상부구조물을 제거한 모델의 해석결과와 메타물질을 적용한 해석결과를 비교한 결과이다. 메타물질을 적용한 결과와 상부구조물을 제거한 결과가 0.3 dB이내

의 차이로 메타물질이 85% 이상의 흡수율을 나타냈다고 추측할 수 있다.

최근 기술의 발전으로 메타물질의 제작 기술이 계속 발전하고 있어 제작비용 또한 감소하는 추세이다. 함정의 RCS 감소를 위해 전파흡수재료 기법을 사용해야 한다면 메타물질이 좋은 대안이 될 수 있다.

표 6.1 프로그램 요약

특 징	내 용
외부 단반사 해석	기본적인 레이다 반사면적 해석을 위해 외부 요소들에 의한 레이다 반사면적 해석
외부 다중반사 해석	외부 요소들 간의 다중반사에 의한 레이다 반사면적 해석
내부 다중반사 해석	외부 요소를 투과한 후, 내부 요소들의 다중반사에 의한 레이다 반사면적 해석
전파흡수체 해석	전파흡수체 해석 및 전파흡수체에 의한 레이다 반사면적 해석
메타물질 해석	메타물질의 주파수별 S-파라미터 값을 입력하여 메타물질을 적용한 레이다 반사면적 해석
기여도 분석	레이다 반사면적의 각 요소별 기여도 분석

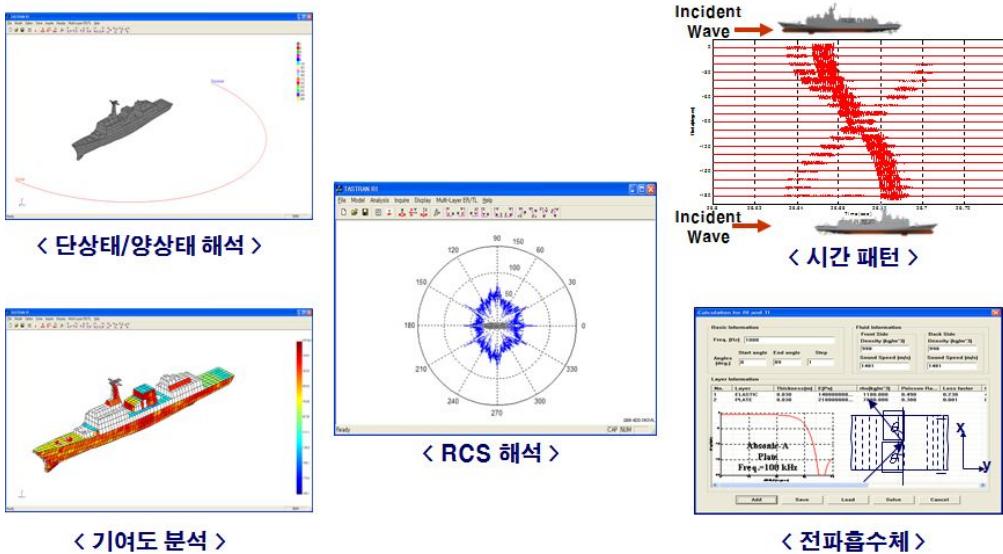


그림 6.1 RACSAN 주요 기능

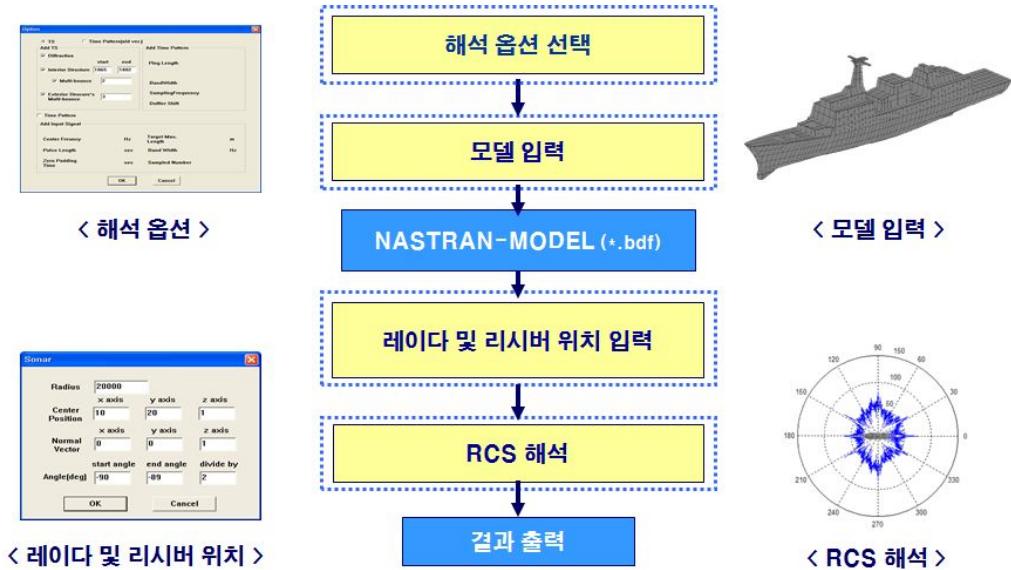


그림 6.2 RACSAN 해석 절차

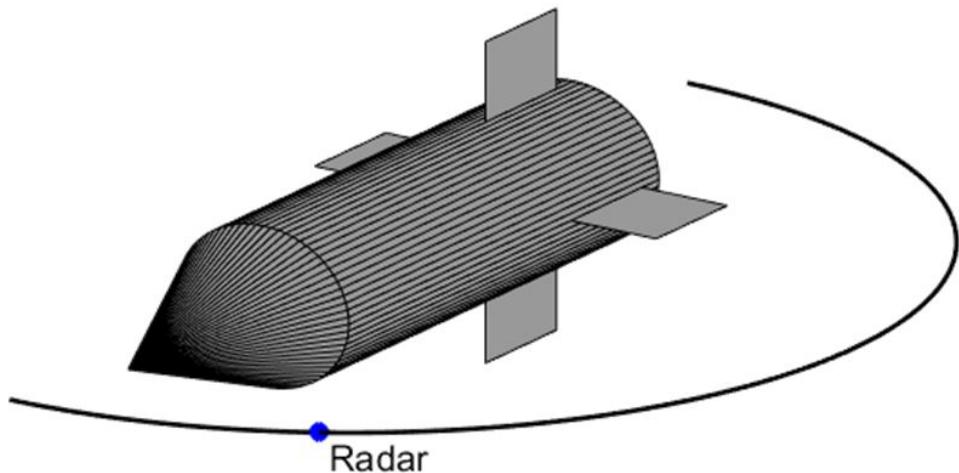


그림 6.3 Modeling of missile model

표 6.2 Missile model 해석조건 요약

크기	1.315 X 0.34 X 0.34 (m)
요소수	225
해석 주파수/거리	10 GHz / 20 km
해석각도/간격	[0°,360°] / 1°
고도각	0°

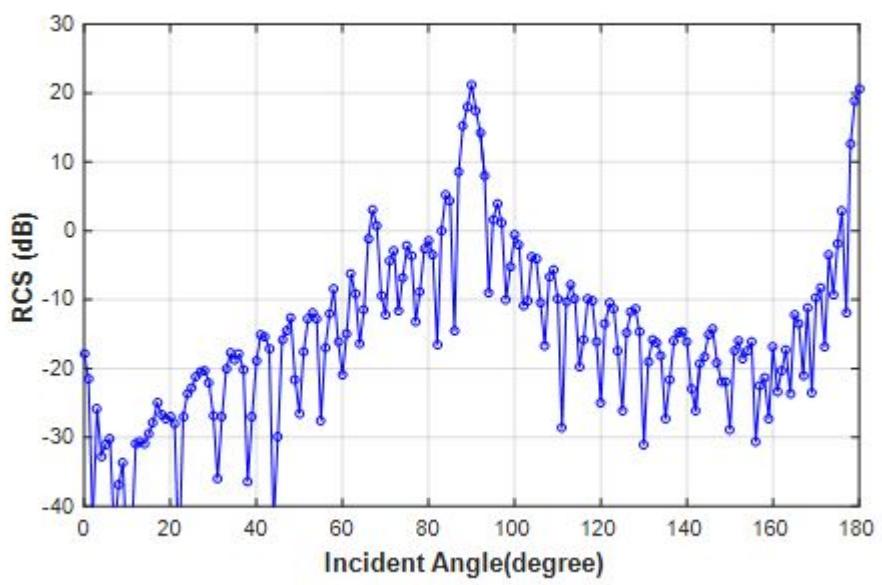


그림 6.4 RCS of misile model

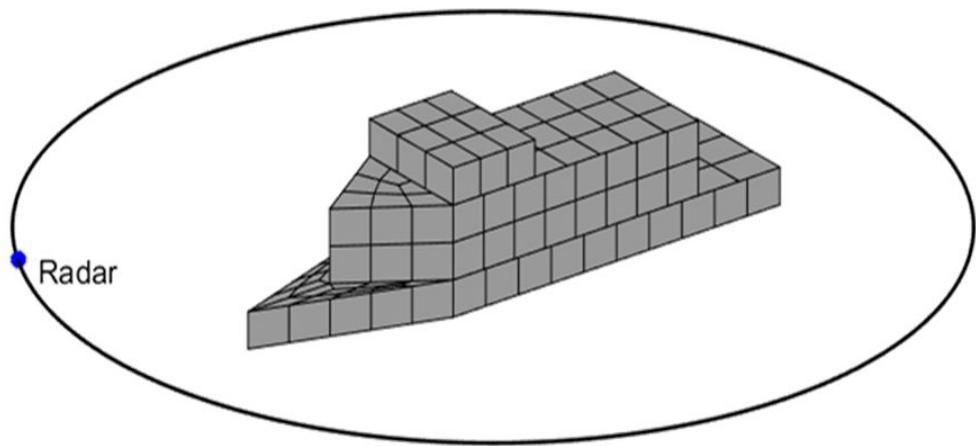


그림 6.5 Modeling of Simplified ship model

표 6.3 Simplified ship model 해석조건 요약

크기	0.9 X 0.2 X 0.2 (m)
요소수	225
해석 주파수/거리	10 GHz / 20 km
해석 각도/간격	[0°,360°] / 1°
고도각	0°

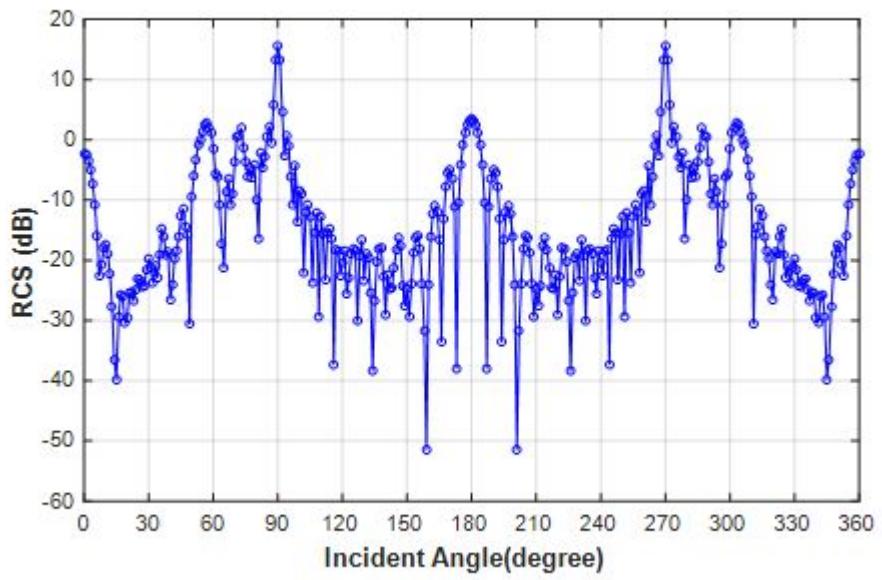


그림 6.6 RCS of simplified ship

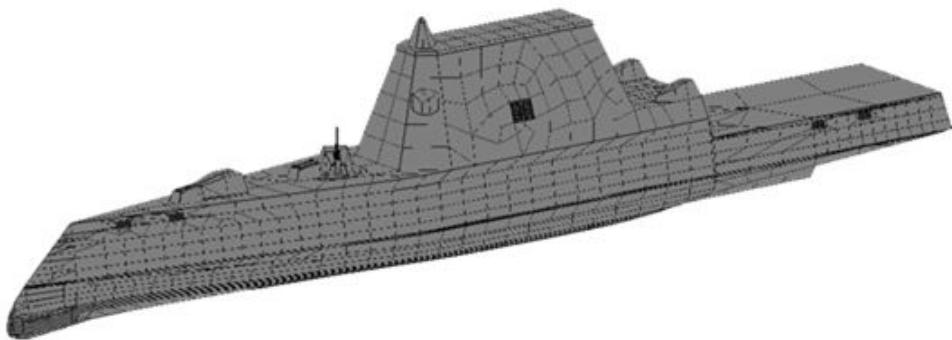


그림 6.7 Modeling of DDG-1000

표 6.4 DDG-1000 model 해석조건 요약

크기	182.9 X 8.4 X 24.1 (m)
요소수	4,065
흘수	8.5 (m)
배수량	14,500 tons
해석 주파수/거리	4, 8, 12, 18 GHz / 20 km
해석각도/간격	[0°,360°] / 0.2°
고도각/간격	[0°,10°] / 2°
RCS 대 $\sigma$ 값	영국 기준 [희생각 제외]

표 6.5 RCS mean values of DDG-1000 when  
 $f = 4\text{GHz}, 8\text{GHz}, 12\text{GHz}, 18\text{GHz}$

주파수	RCS 평균
4 GHz	14.95 dB
8 GHz	14.76 dB
12 GHz	15.04 dB
18 GHz	16.27 dB

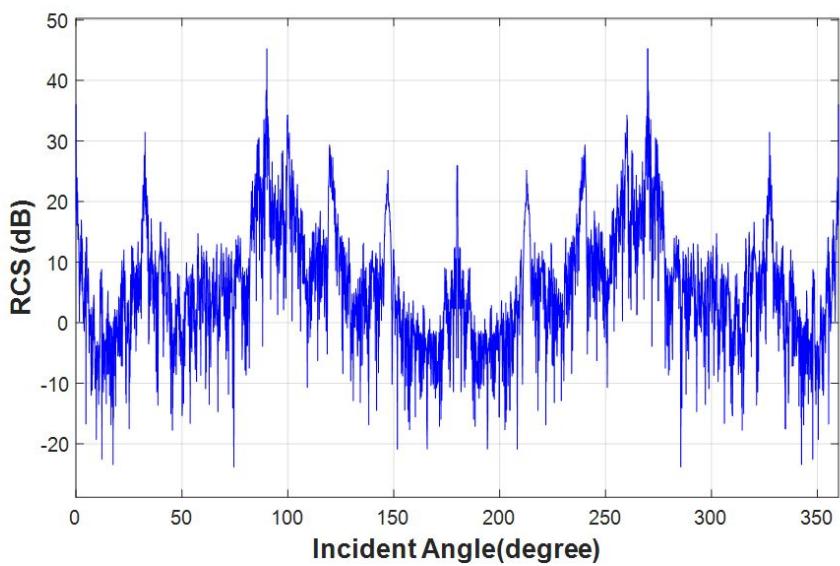


그림 6.8 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when  $f = 4GHz$

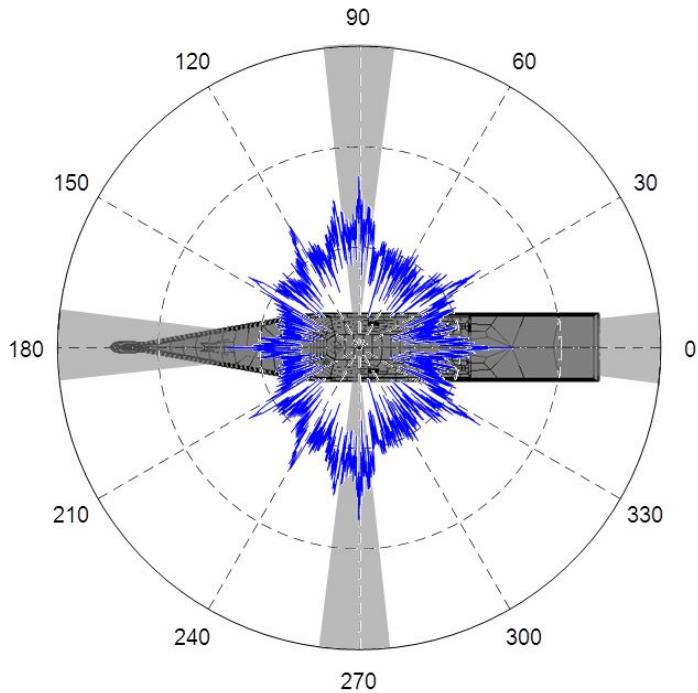


그림 6.9 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when  $f = 4GHz$

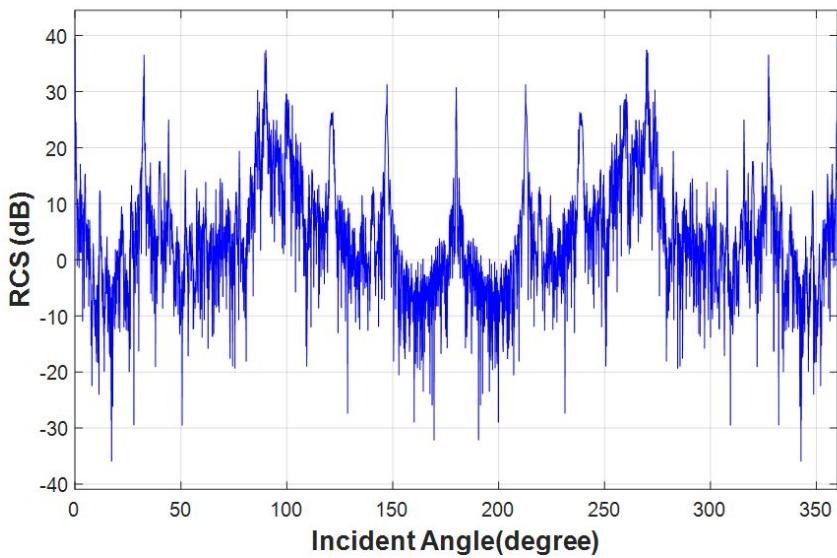


그림 6.10 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when  $f=8GHz$

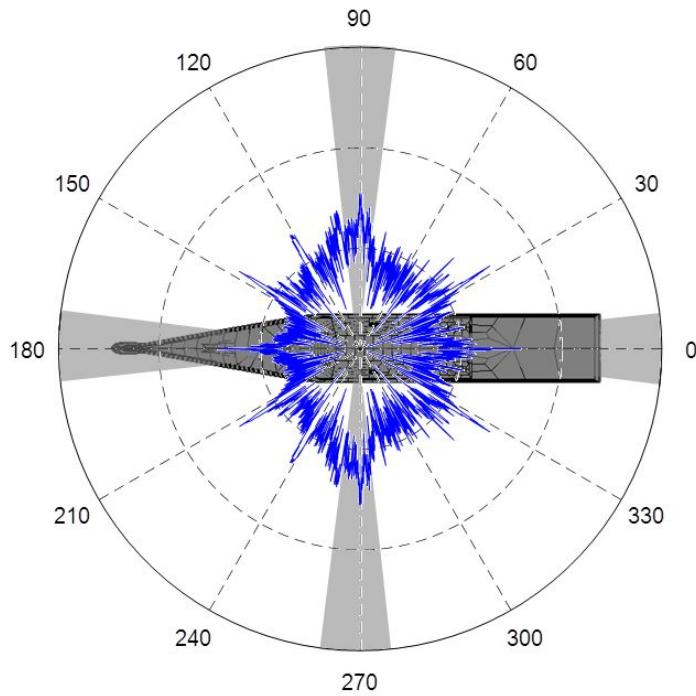


그림 6.11 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when  $f=8GHz$

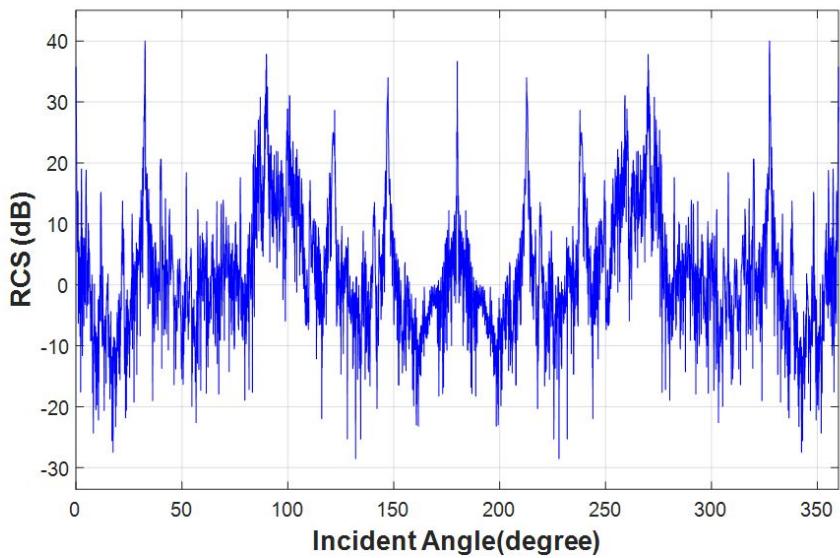


그림 6.12 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when  $f = 12GHz$

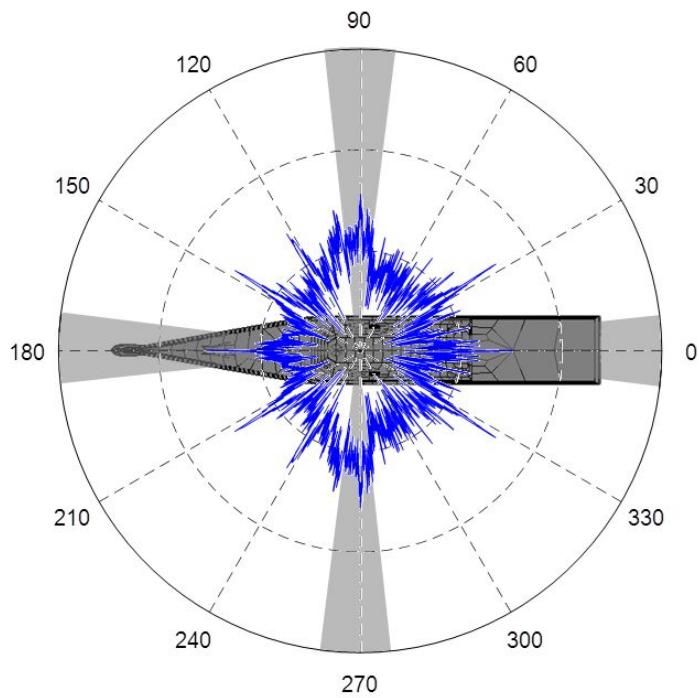


그림 6.13 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when  $f = 12GHz$

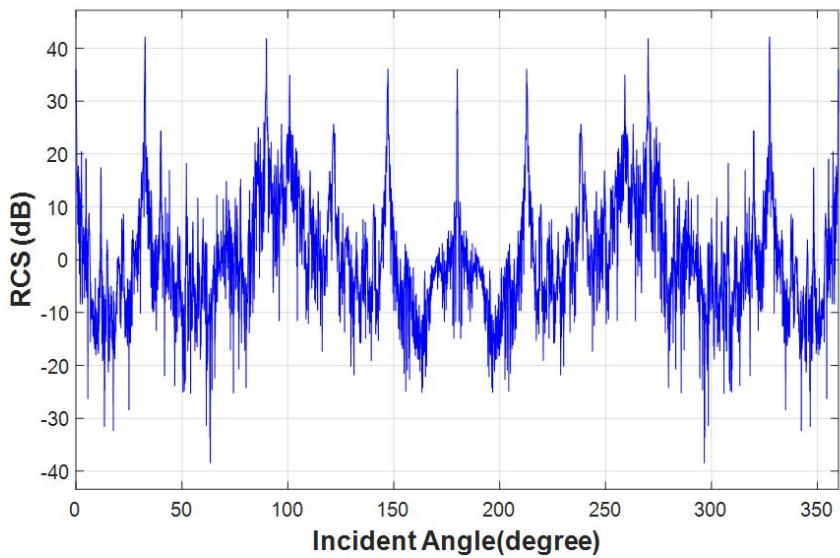


그림 6.14 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when  $f = 18GHz$

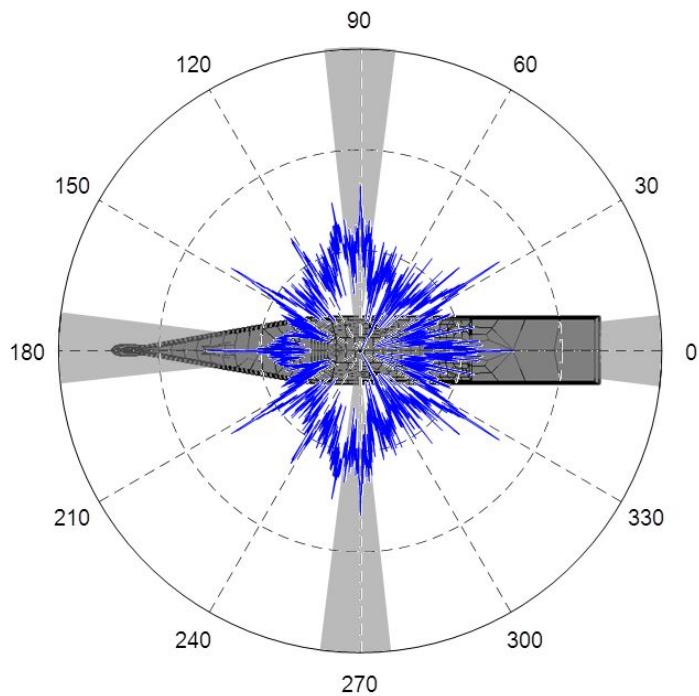


그림 6.15 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when  $f = 18GHz$

표 6.6 RCS mean values of DDG-1000 when  
vertical angle = [0°, 10°] / 2°

주파수	RCS 평균
0 도	14.95 dB
2 도	16.80 dB
4 도	20.57 dB
6 도	21.72 dB
8 도	34.13 dB
10 도	37.40 dB

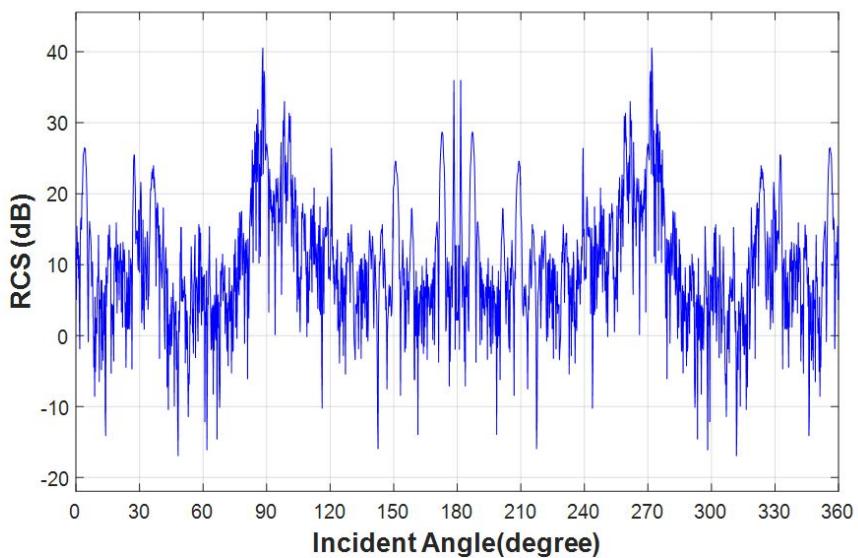


그림 6.16 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $2^\circ$ ,  $f = 4GHz$

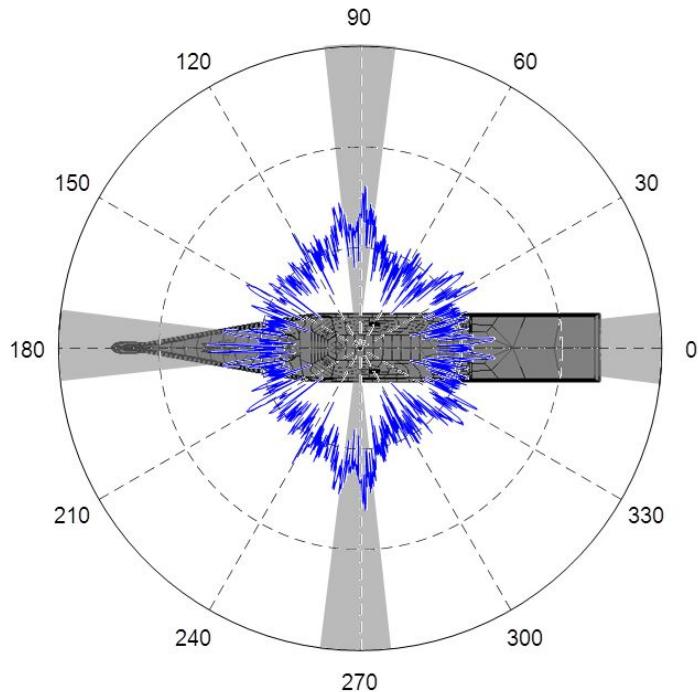


그림 6.17 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $2^\circ$ ,  $f = 4GHz$

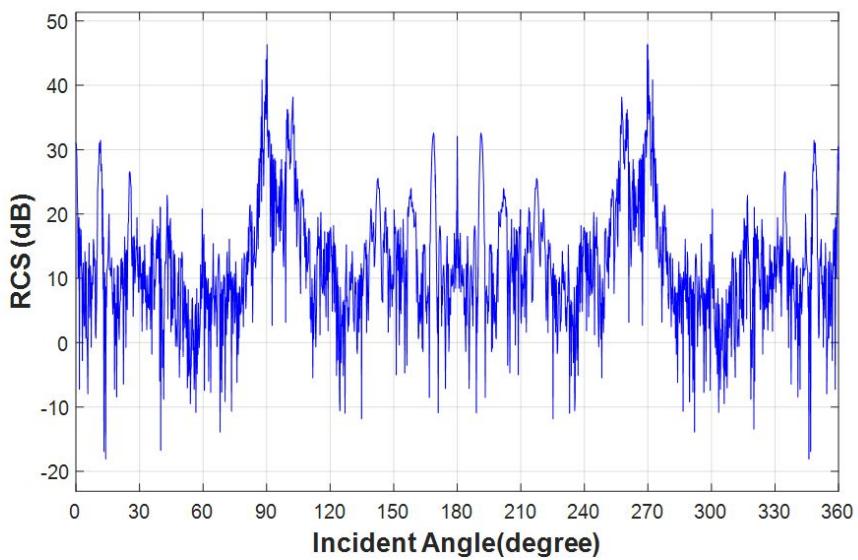


그림 6.18 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $4^\circ$ ,  $f = 4GHz$

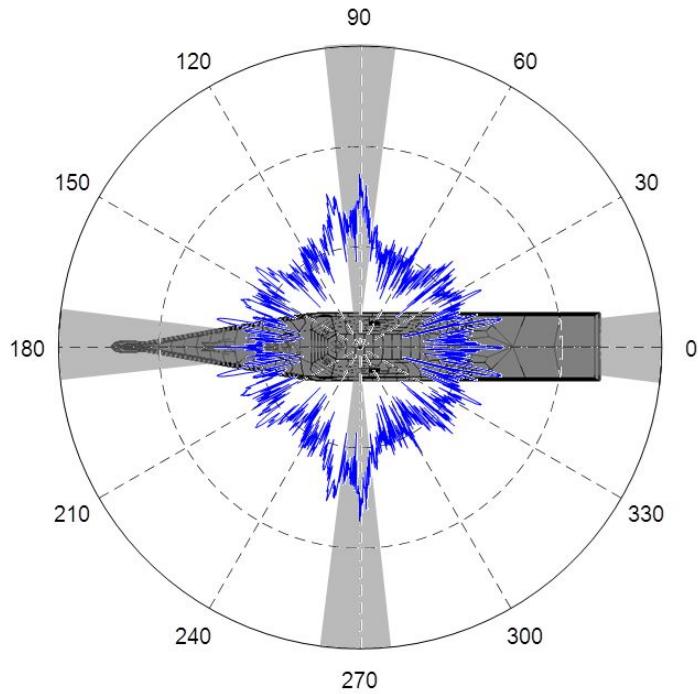


그림 6.19 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $4^\circ$ ,  $f = 4GHz$

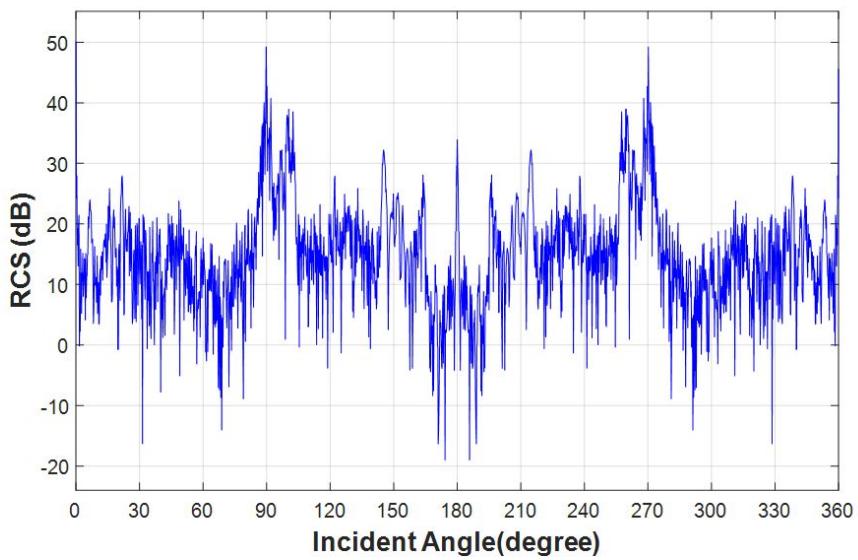


그림 6.20 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $6^\circ$ ,  $f = 4GHz$

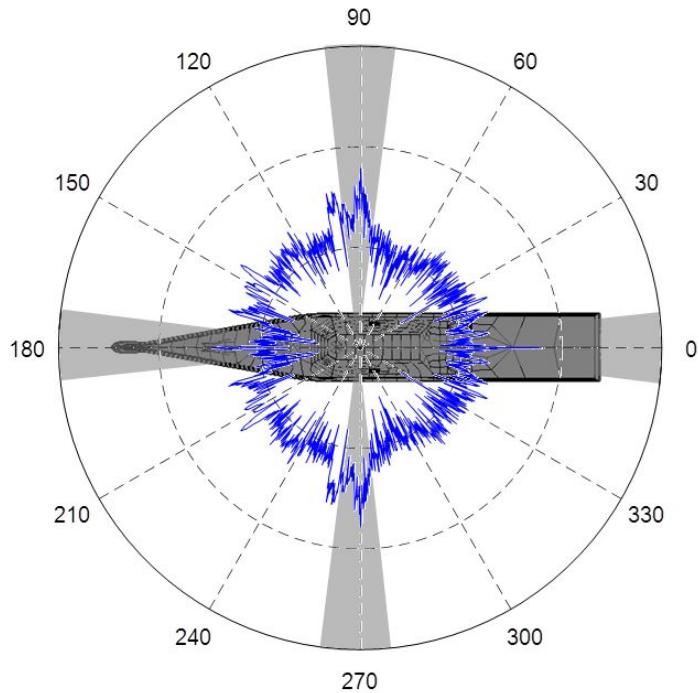


그림 6.21 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $6^\circ$ ,  $f = 4GHz$

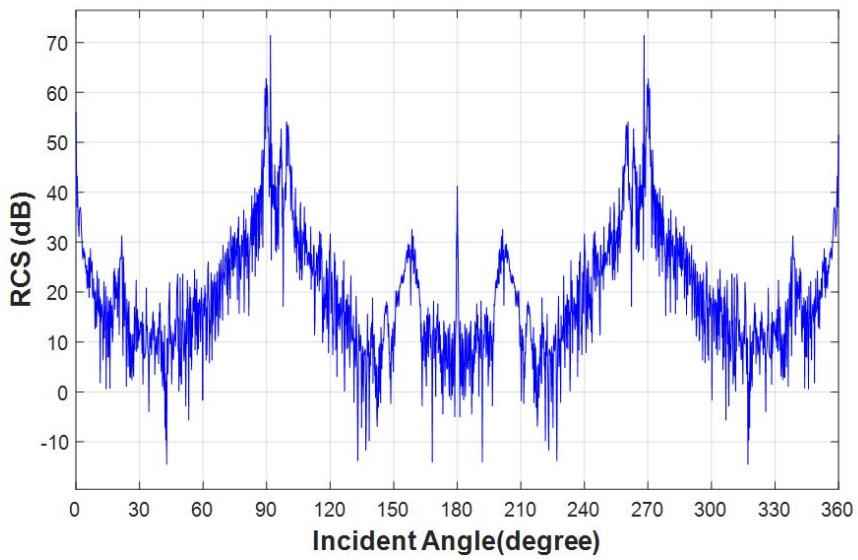


그림 6.22 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $8^\circ$ ,  $f = 4GHz$

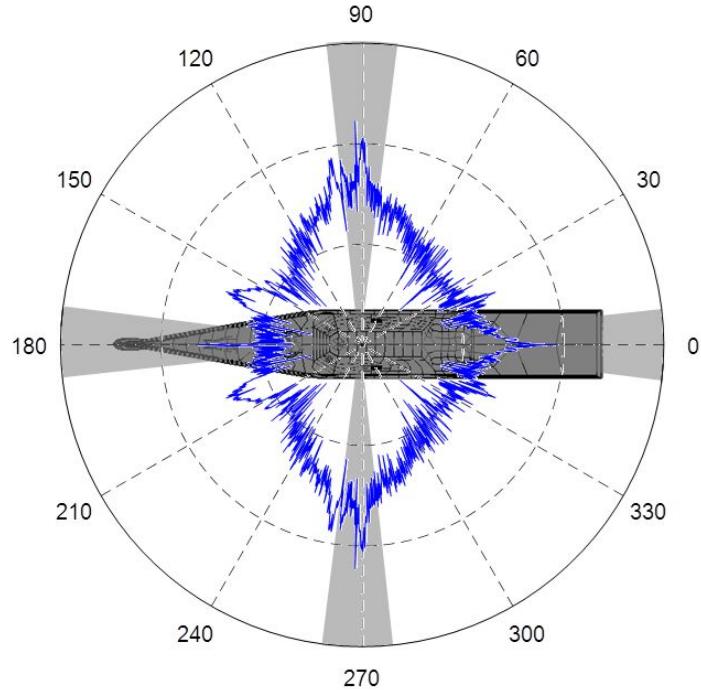


그림 6.23 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $8^\circ$ ,  $f = 4GHz$

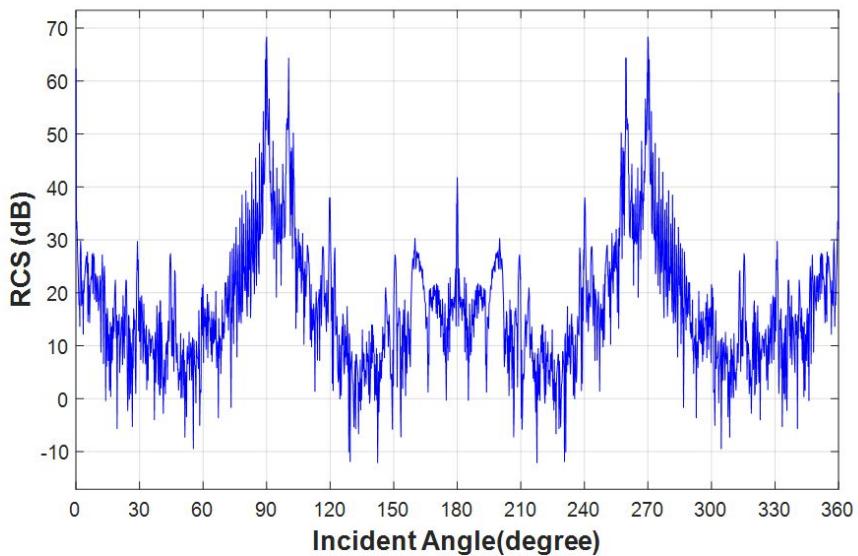


그림 6.24 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $10^\circ$ ,  $f = 4GHz$

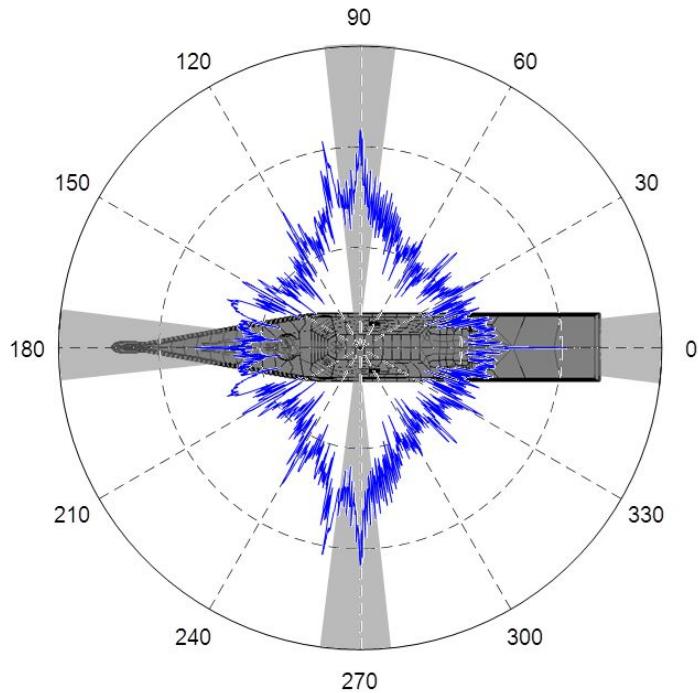
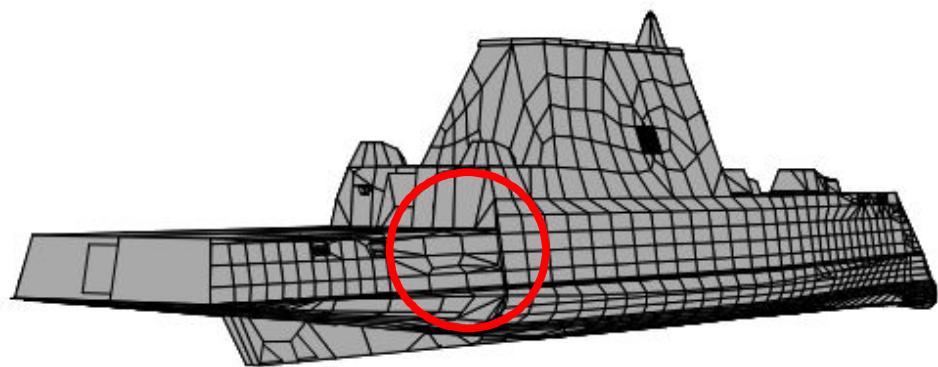
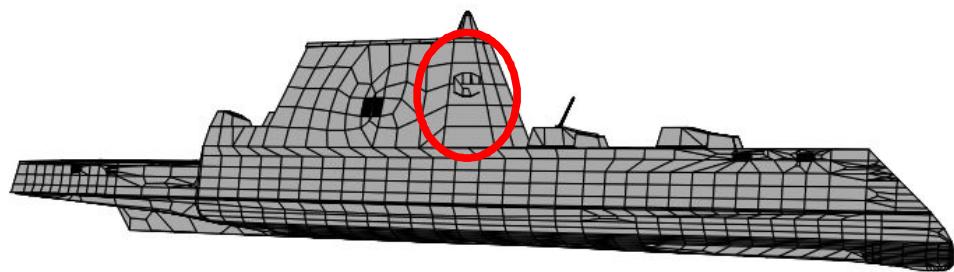


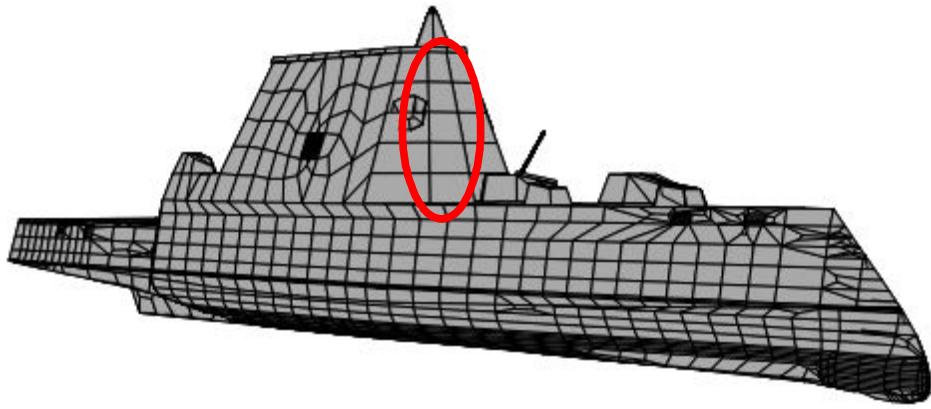
그림 6.25 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model  
when vertical angle =  $10^\circ$ ,  $f = 4GHz$



(a)



(b)



(c)

그림 6.26 Radar incident angle of (a)  $33^\circ$ , (b)  $122^\circ$ , (c)  $147^\circ$

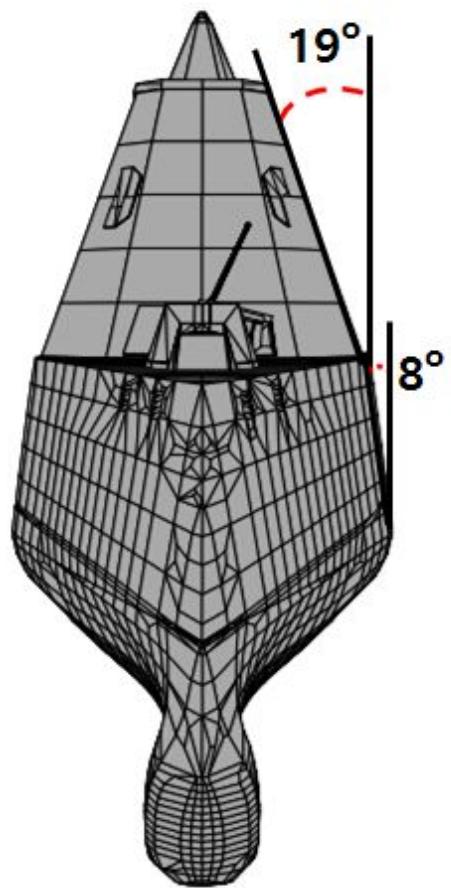


그림 6.27 DDG-1000 model side inclination angle

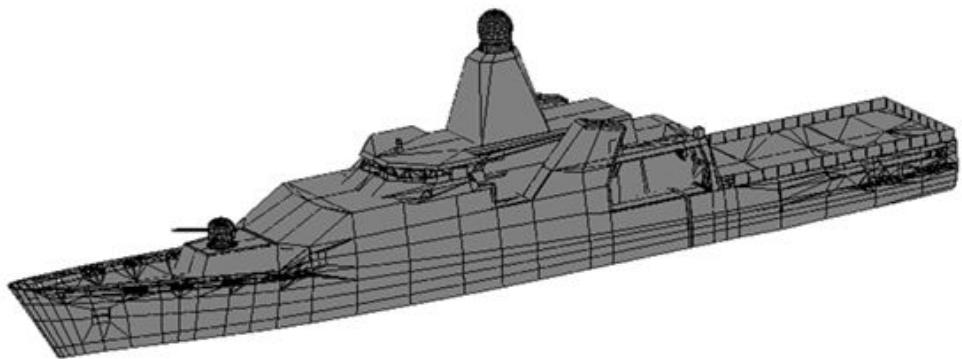


그림 6.28 Modeling of Holland Class

표 6.7 Holland Class model 해석조건 요약

크기	108.4 X 16 X 28.7 (m)
요소수	6,065
흘수	4.55 (m)
배수량	3,750 tons
해석 주파수/거리	4, 8, 12, 18 GHz / 20 km
해석 각도/간격	[0°,360°] / 0.2°
고도각/간격	[0°,10°] / 2°
RCS 대푯값	영국 기준 [희생각 제외]

표 6.8 RCS mean values of Holland Class when  
 $f = 4GHz, 8GHz, 12GHz, 18GHz$

주파수	RCS 평균
4 GHz	19.58
8 GHz	22.71
12 GHz	20.08
18 GHz	25.16

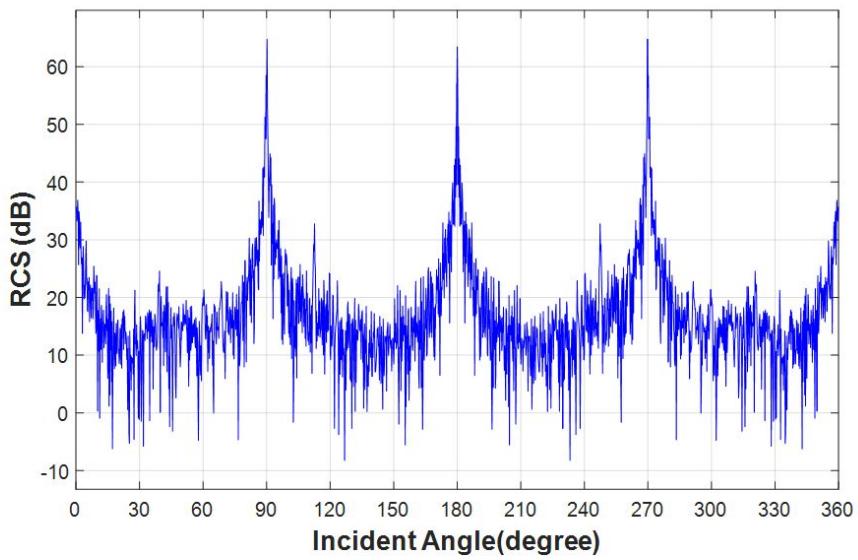


그림 6.29 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when  $f = 4GHz$

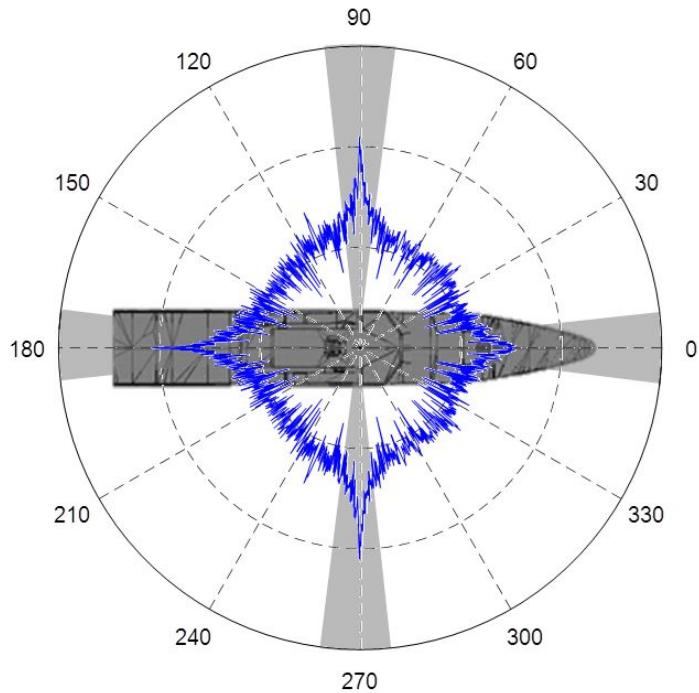


그림 6.30 [Polar Chart] RCS of Holland-Class model when  $f = 4GHz$

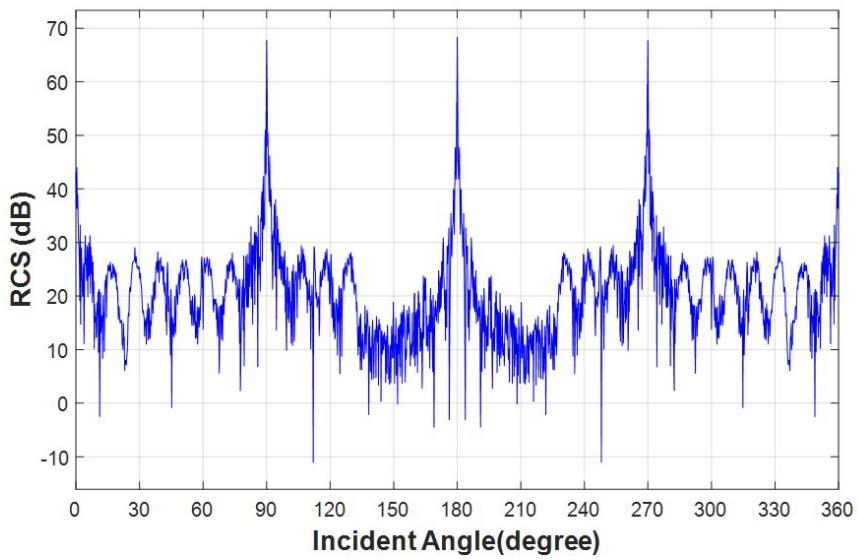


그림 6.31 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when  $f = 8GHz$

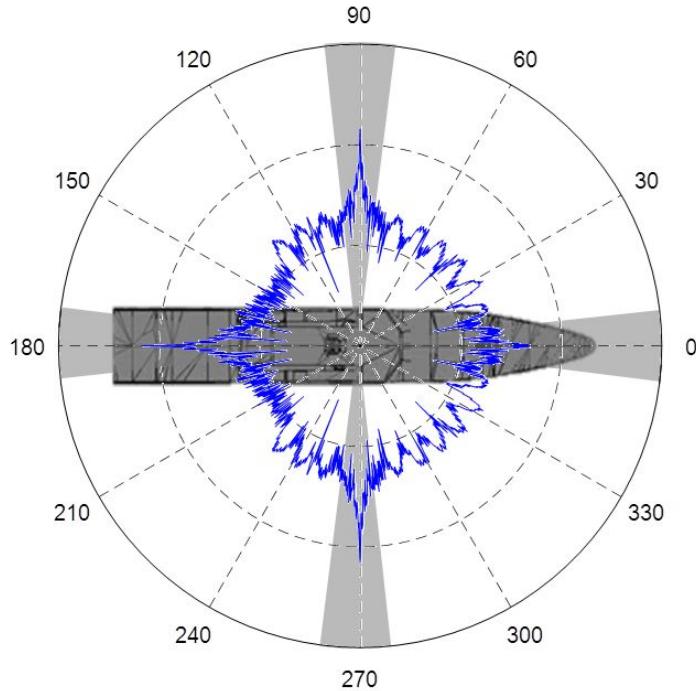


그림 6.32 [Polar Chart] RCS of Holland-Class model when  $f = 8GHz$

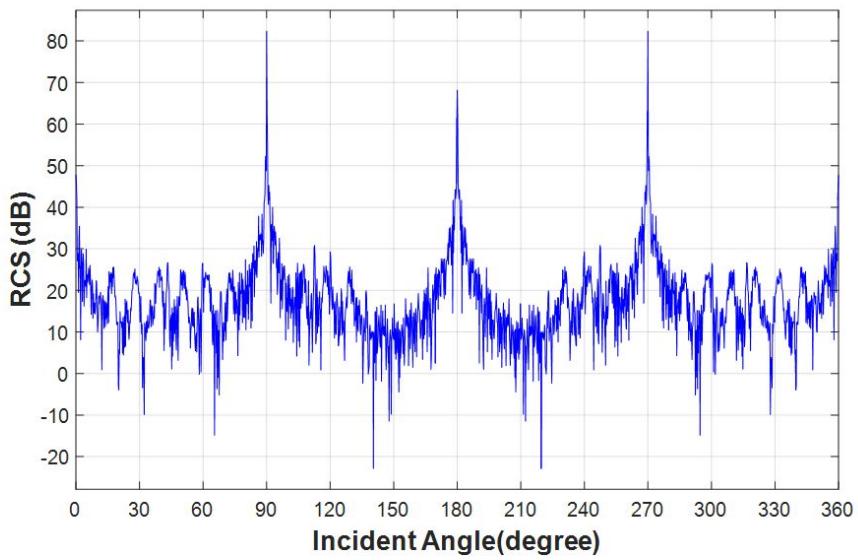


그림 6.33 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when  $f = 12GHz$

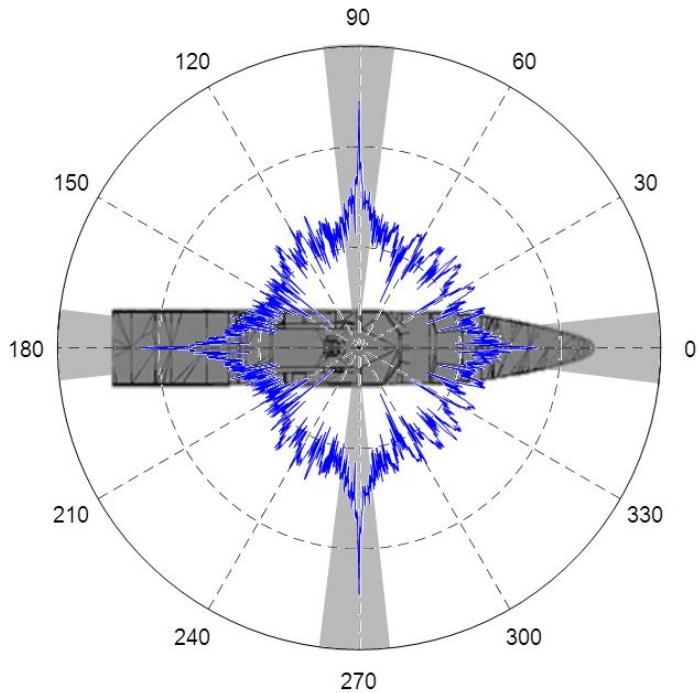


그림 6.34 [Polar Chart] RCS of Holland-Class model when  $f = 12GHz$

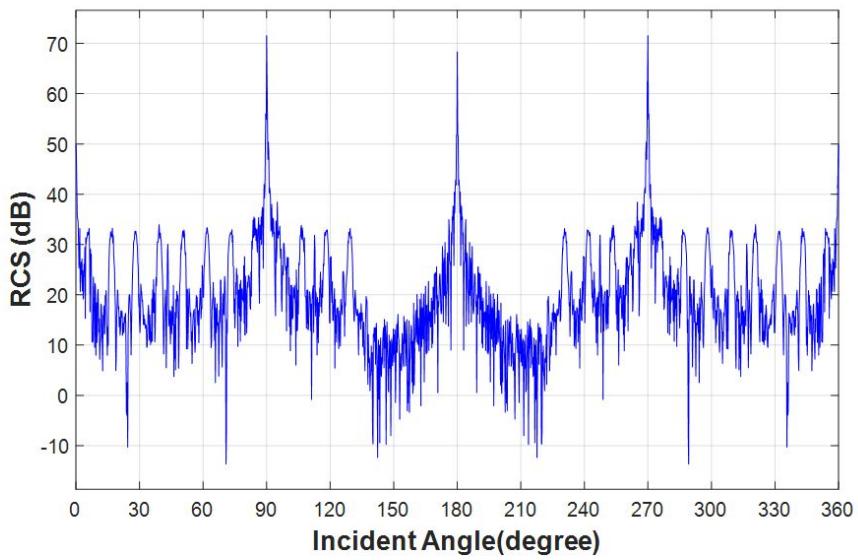


그림 6.35 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when  $f = 18GHz$

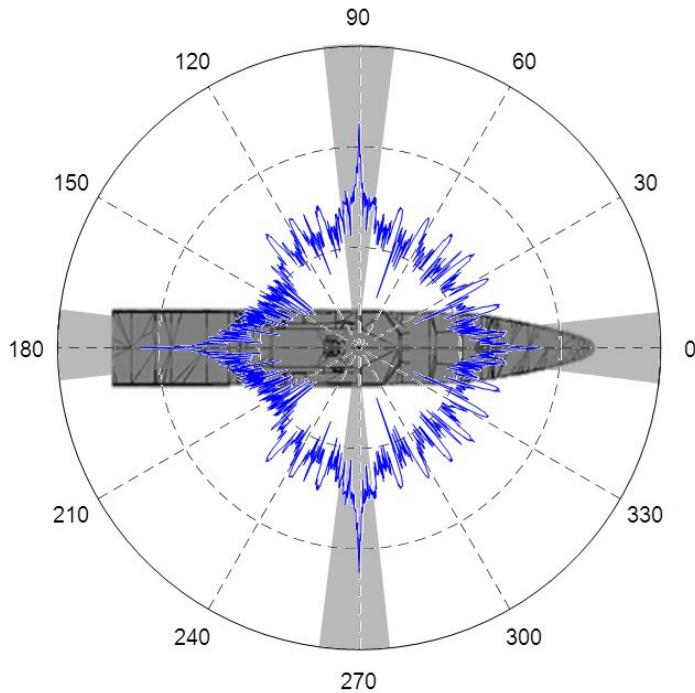


그림 6.36 [Polar Chart] RCS of Holland-Class model when  $f = 18GHz$

표 6.9 RCS mean values of DDG-1000 when  
vertical angle = [0°, 10°] / 2°

고도각	RCS 평균
0 도	19.58
2 도	18.35
4 도	21.01
6 도	26.57
8 도	20.22
10 도	22.84

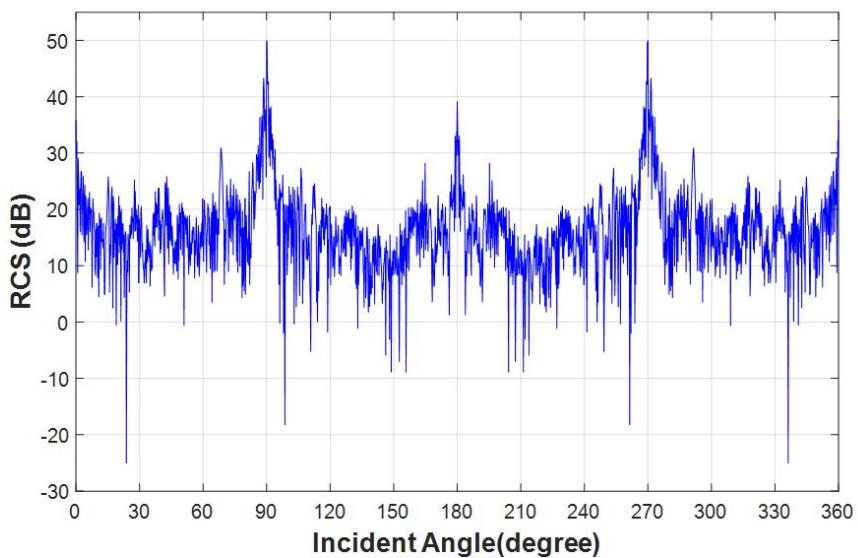


그림 6.37 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $2^\circ$ ,  $f = 4GHz$

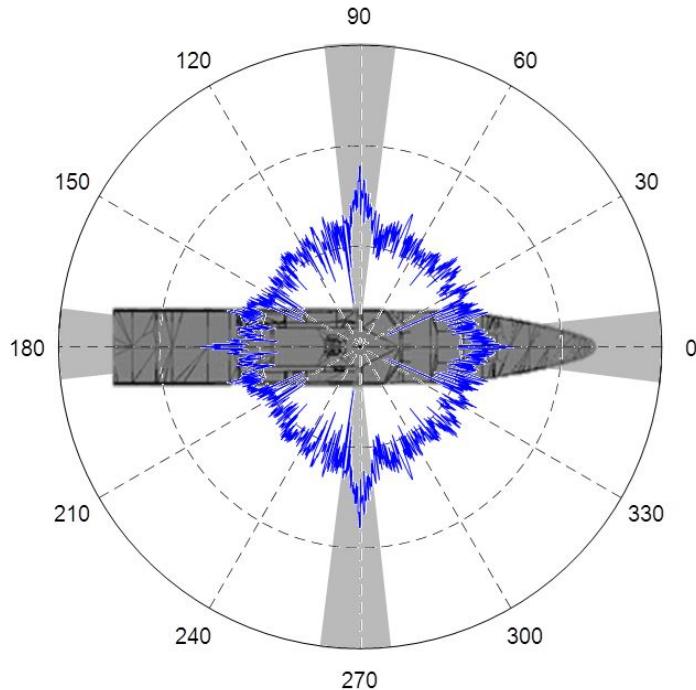


그림 6.38 [Polar Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $2^\circ$ ,  $f = 4GHz$

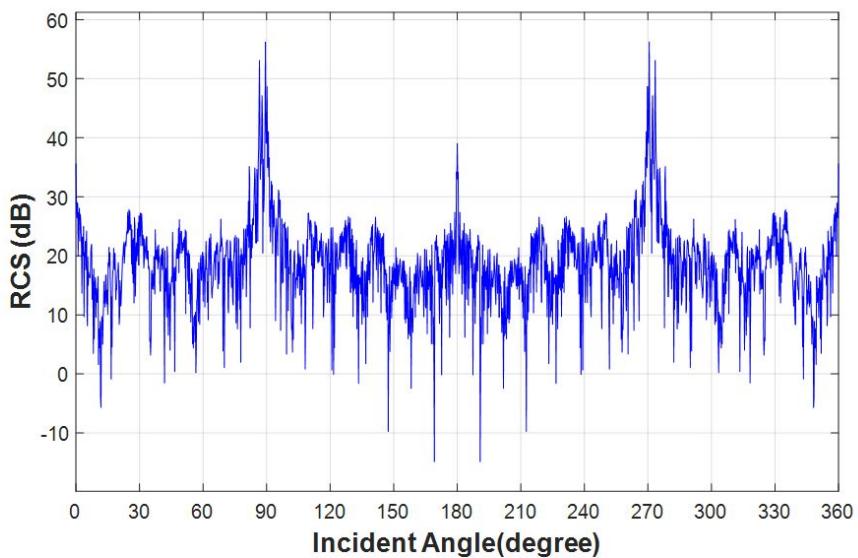


그림 6.39 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $4^\circ$ ,  $f=4GHz$

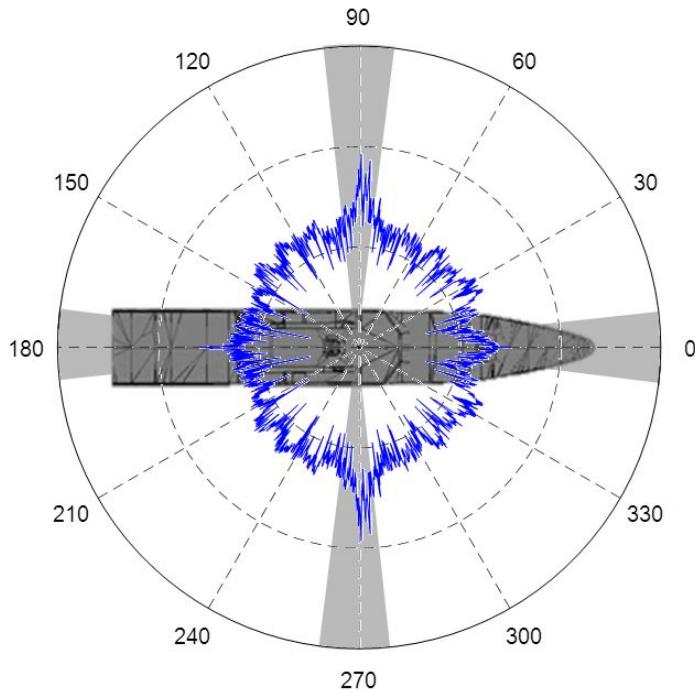


그림 6.40 [Polar Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $4^\circ$ ,  $f=4GHz$

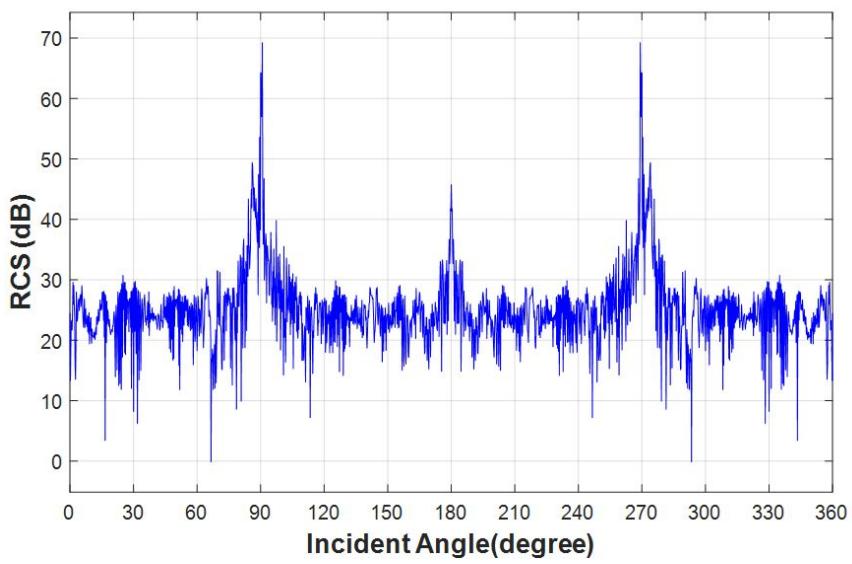


그림 6.41 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $6^\circ$ ,  $f = 4GHz$

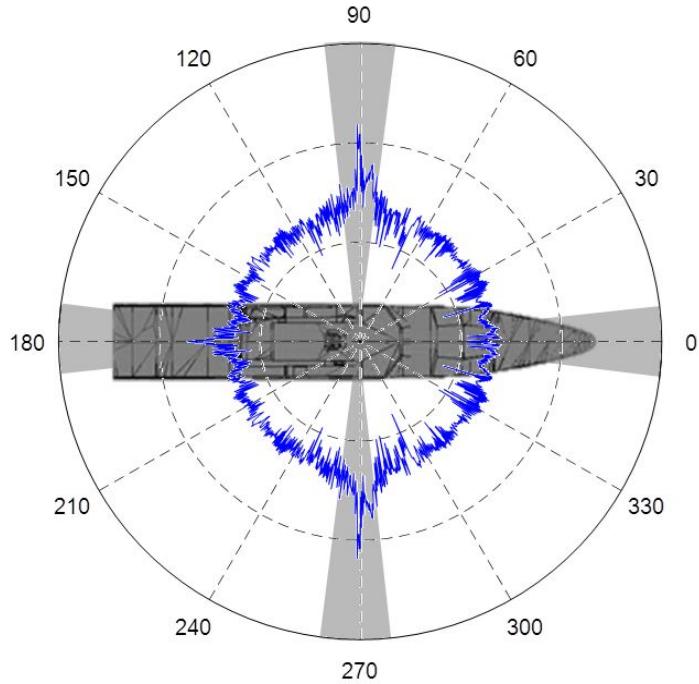


그림 6.42 [Polar Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $6^\circ$ ,  $f = 4GHz$

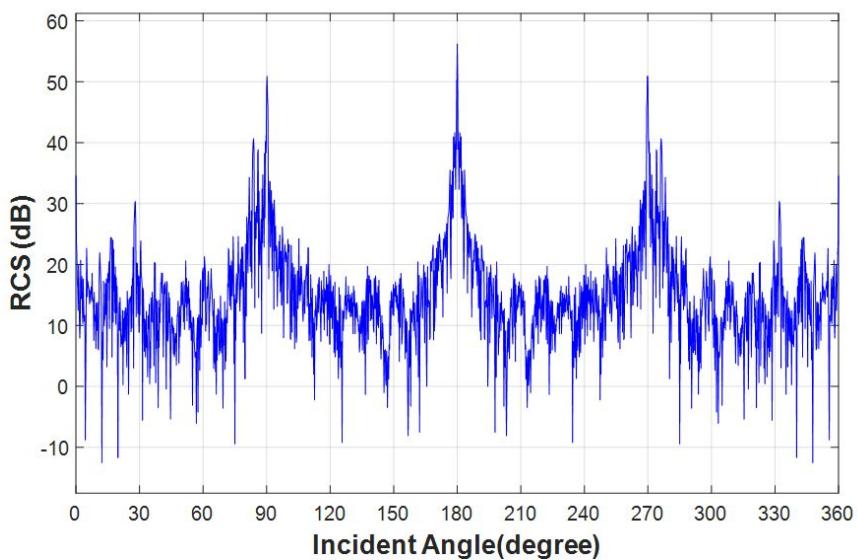


그림 6.43 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $8^\circ$ ,  $f = 4GHz$

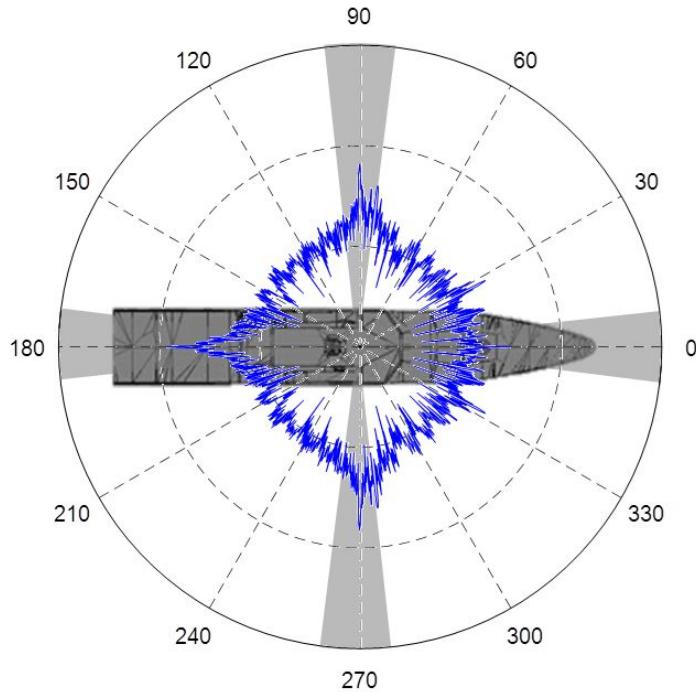


그림 6.44 [Polar Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $8^\circ$ ,  $f = 4GHz$

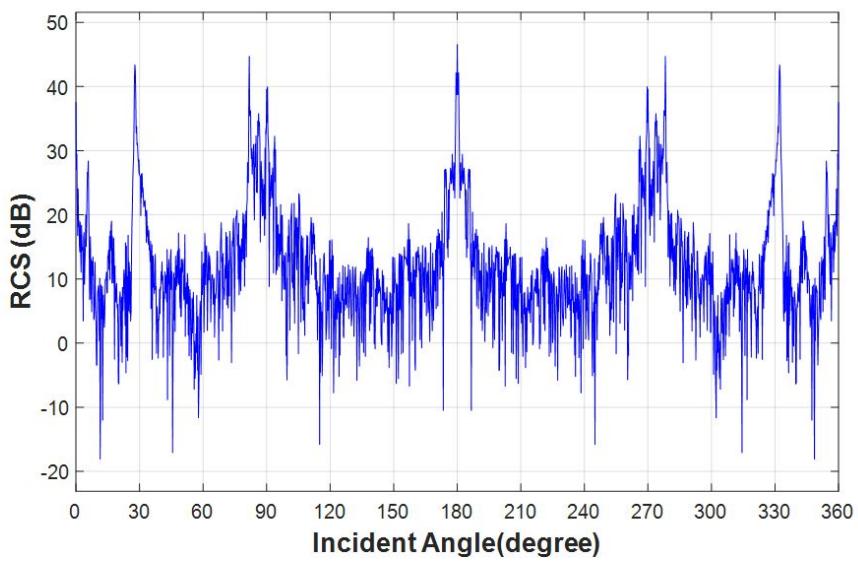


그림 6.45 [X-Y Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $10^\circ$ ,  $f = 4GHz$

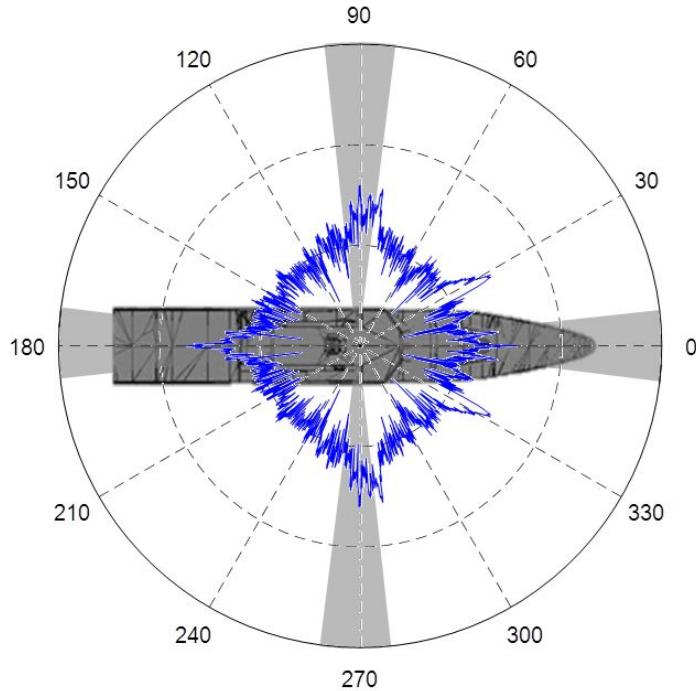
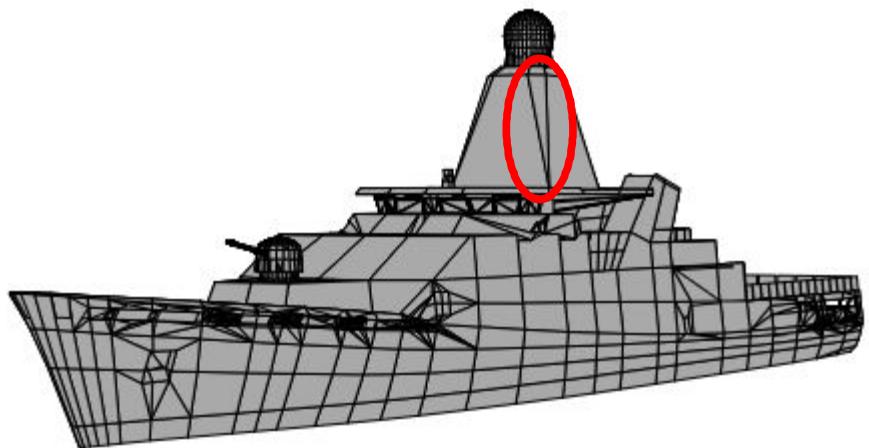
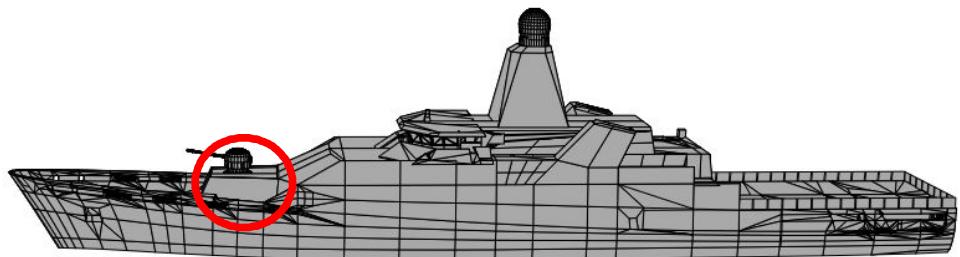


그림 6.46 [Polar Chart] RCS of Holland Class model  
when vertical angle =  $10^\circ$ ,  $f = 4GHz$



(a)



(b)

그림 6.47 Radar incident angle of (a)  $28^\circ$ , (b)  $82^\circ$

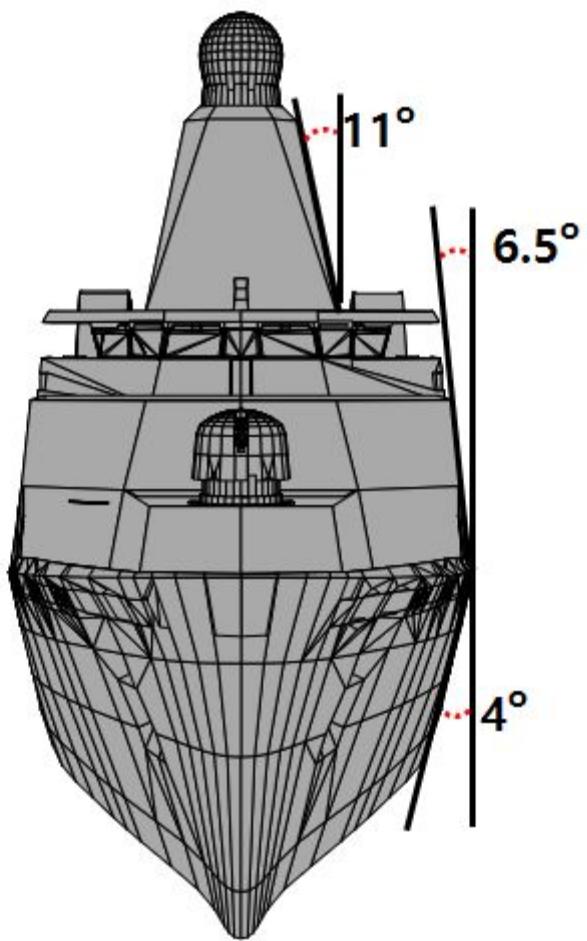


그림 6.48 Holland Class model side inclination angle

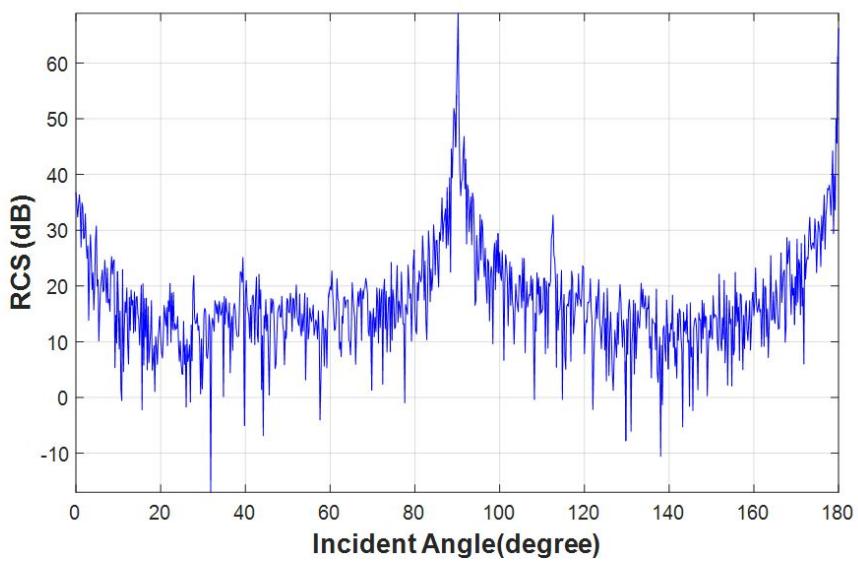
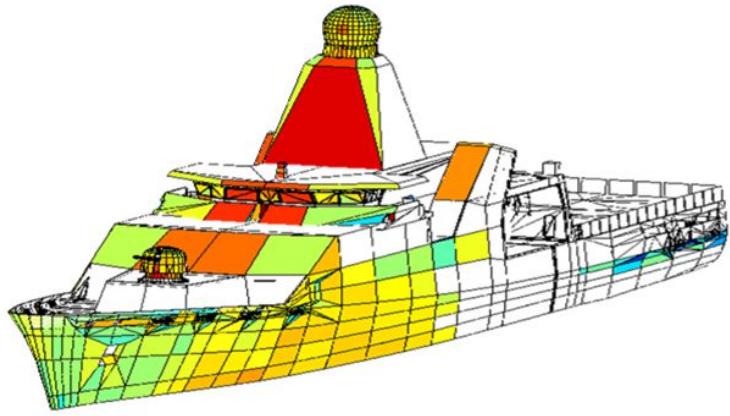
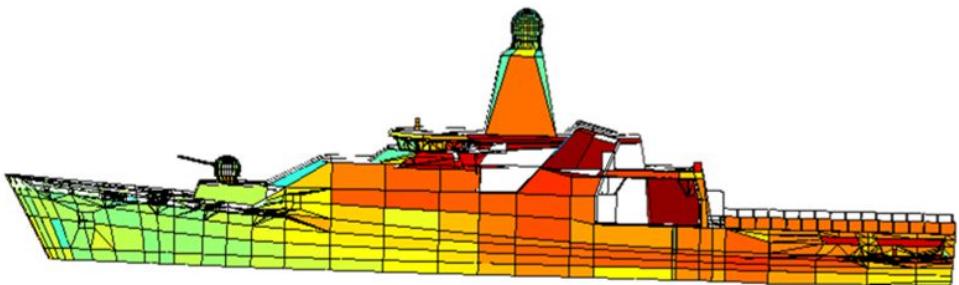


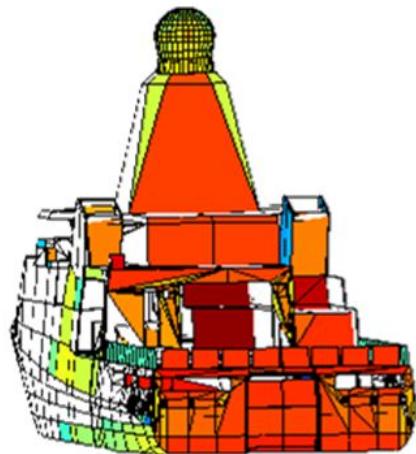
그림 6.49 [X-Y Chart] RCS of Holland-Class model when  $f = 4GHz$



(a)



(b)



(c)

그림 6.50 RCS distributions for radar incident angle of

(a)  $0^\circ$ , (b)  $90^\circ$ , (b)  $180^\circ$

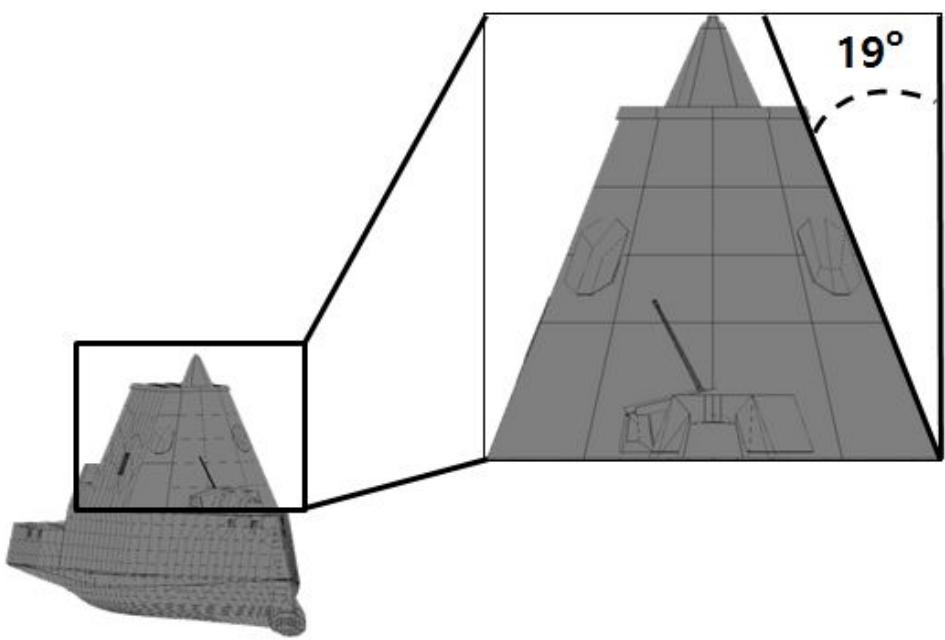


그림 6.51 Upper structure angle of DDG-1000

표 6.10 RCS mean values of DDG-1000 when upper structure angle  
= 16°, 19°, 22°

상부경사각	RCS 평균
16°	15.71 dB
19°	14.95 dB
22°	14.44 dB

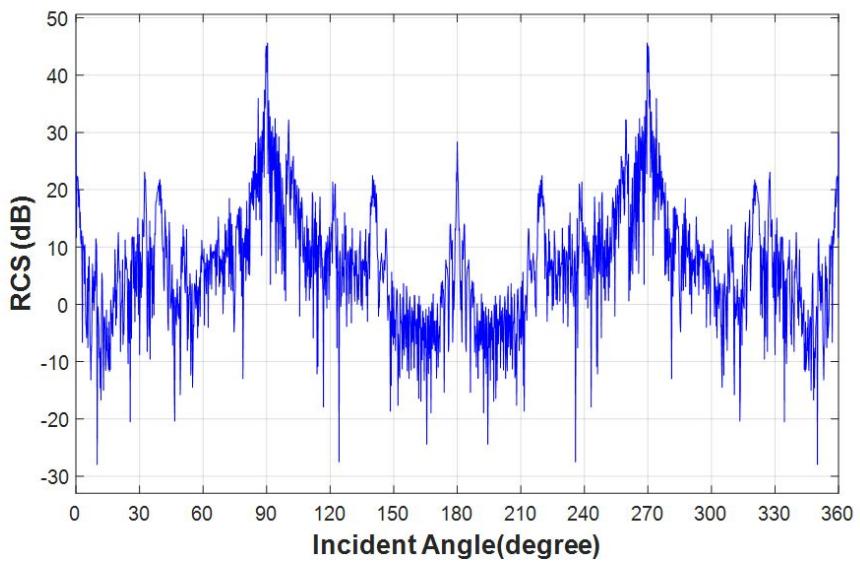


그림 6.52 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when upper structure angle =  $16^\circ$

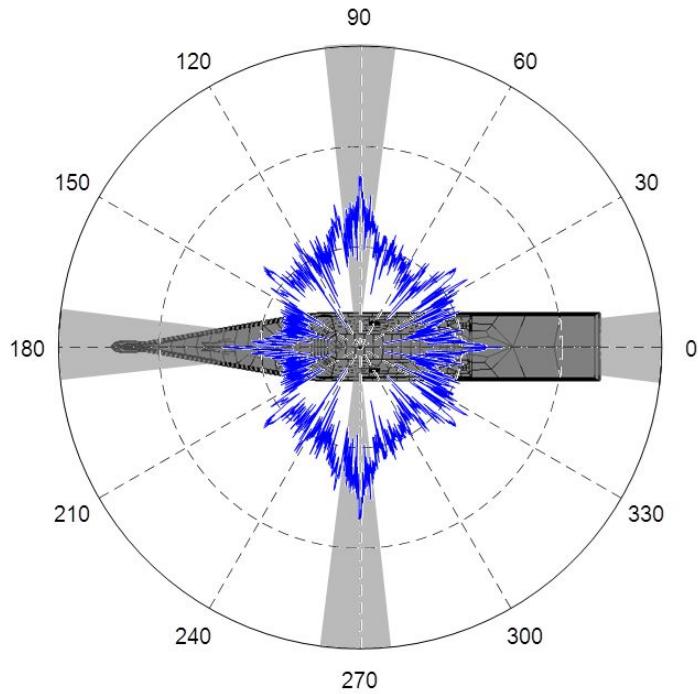


그림 6.53 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when upper structure angle =  $16^\circ$

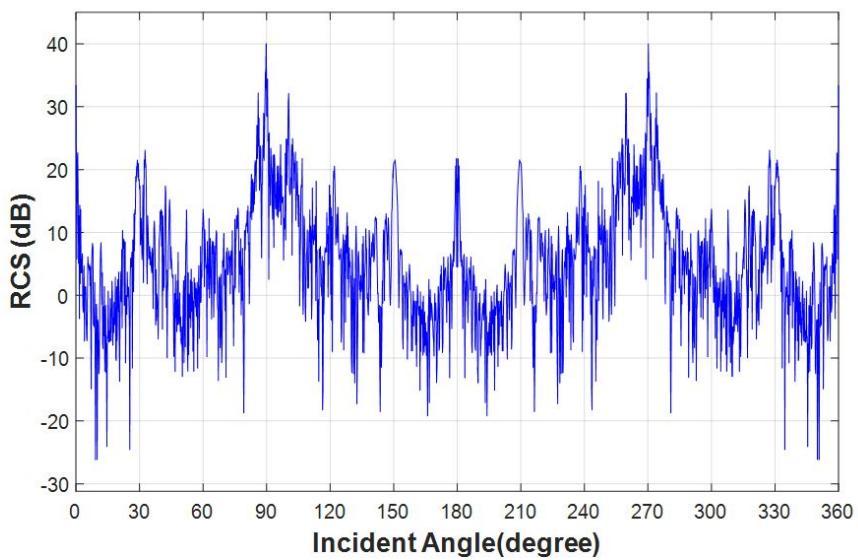


그림 6.54 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model when upper structure angle =  $22^\circ$

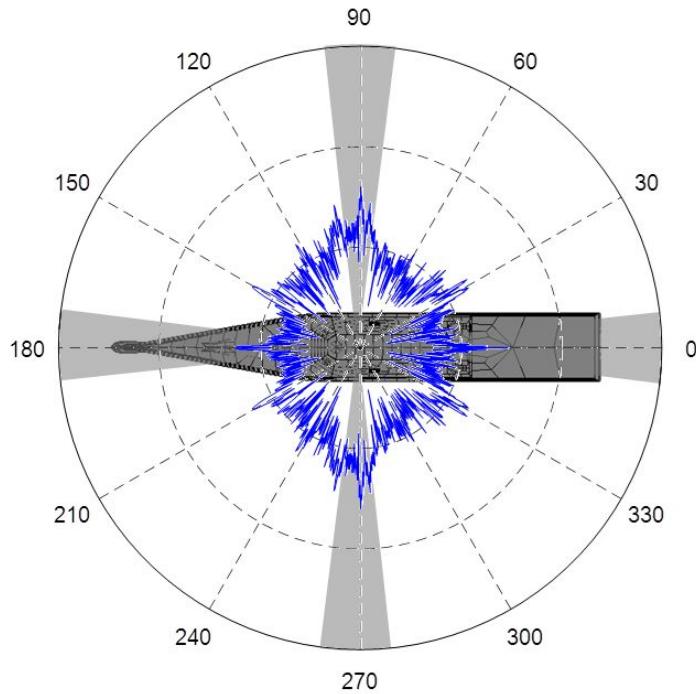


그림 6.55 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model when upper structure angle =  $22^\circ$

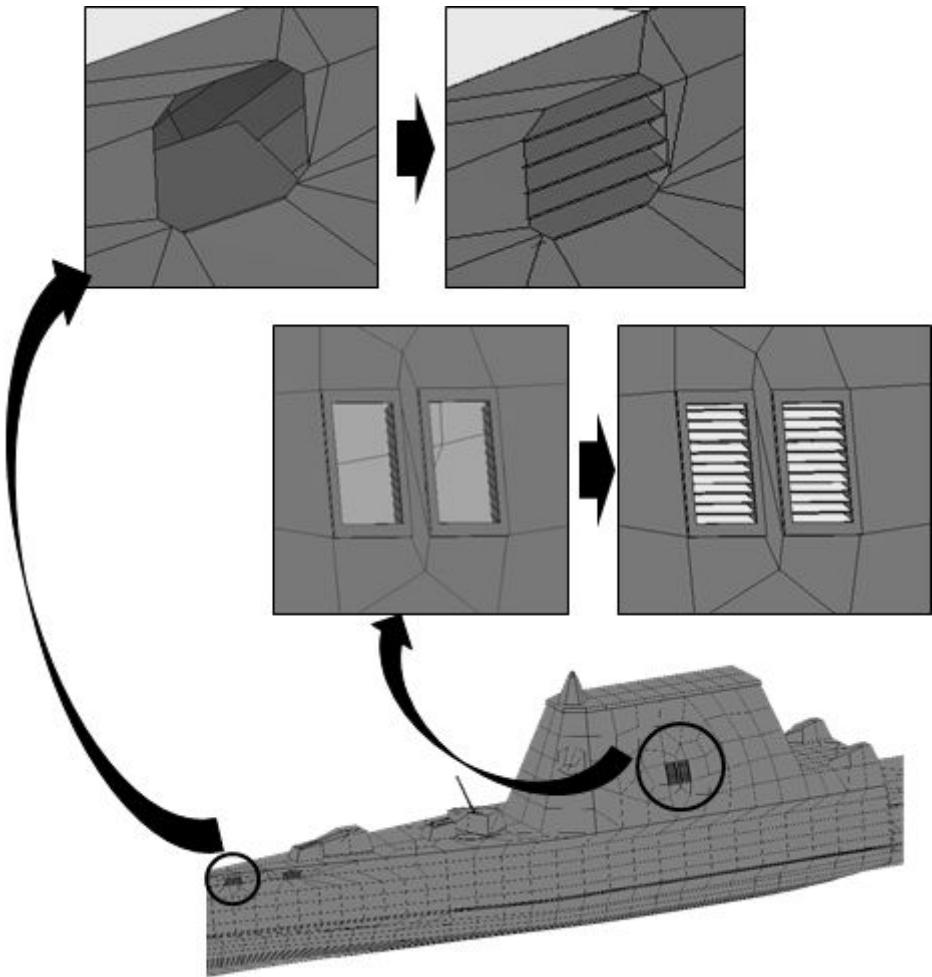


그림 6.56 DDG-1000 model with shielding

표 6.11 RCS mean values of DDG-1000 with shielding

	RCS 평균
기본모델	14.95 dB
차폐 적용	14.74 dB

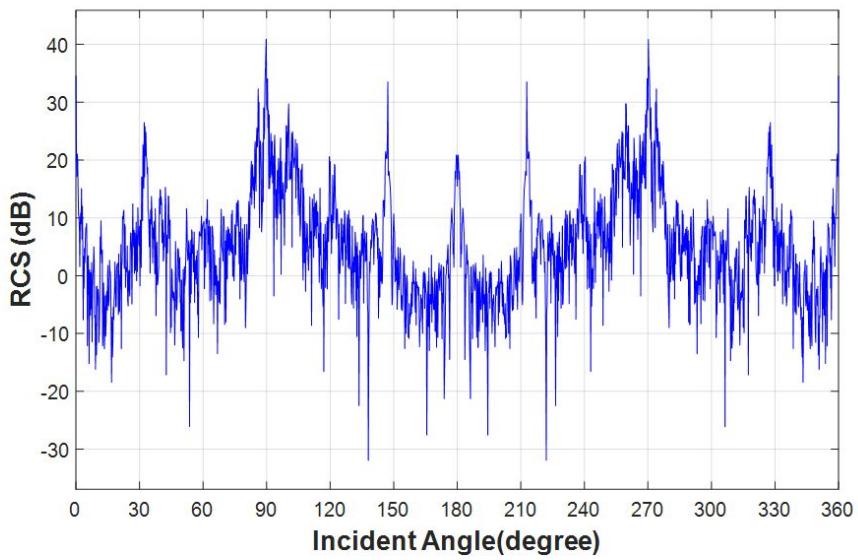


그림 6.57 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with shielding

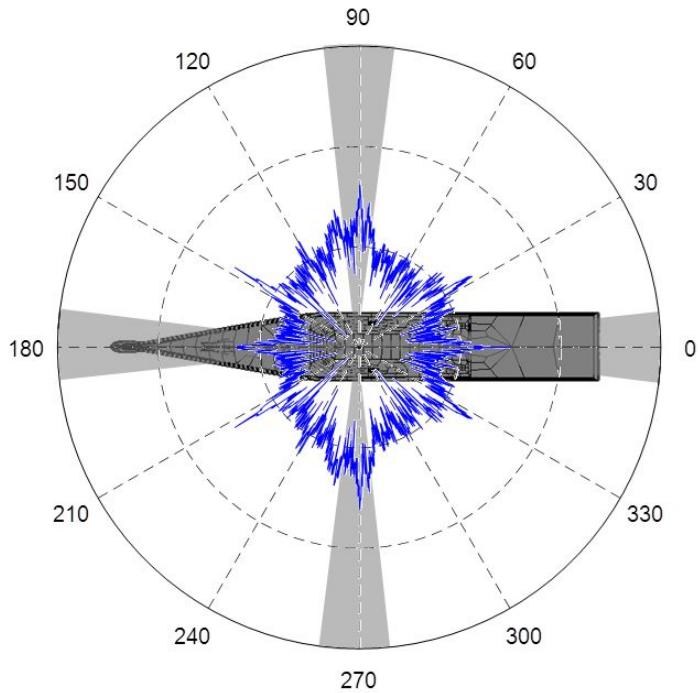


그림 6.58 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with shielding

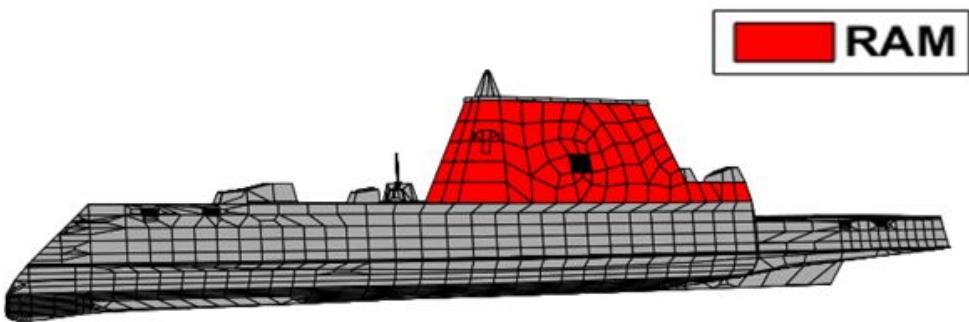


그림 6.59 Modeling of DDG-1000 with RAM

표 6.12 DDG-1000 model 해석조건 요약

크기	182.9 X 8.4 X 24.1 (m)
요소수	4,065
흘수	8.5 (m)
배수량	14,500 tons
해석 주파수/거리	4 GHz / 20 km
해석 각도/간격	[0°,360°] / 0.2°
고도각/간격	0°
RCS 대푯값	영국 기준 [희생각 제외]
전파흡수체	$\epsilon_r = 15, \mu_r = 0.09 - 1.66i$

표 6.13 RCS mean values of DDG-1000 with  
radar absorbing material

주파수	기본모델	전파흡수체 적용	감소 효과
4 GHz	14.95 dB	14.59 dB	0.36 dB
8 GHz	14.76 dB	13.53 dB	1.23 dB
12 GHz	15.04 dB	13.29 dB	1.75 dB
18 GHz	16.27 dB	14.33 dB	1.94 dB

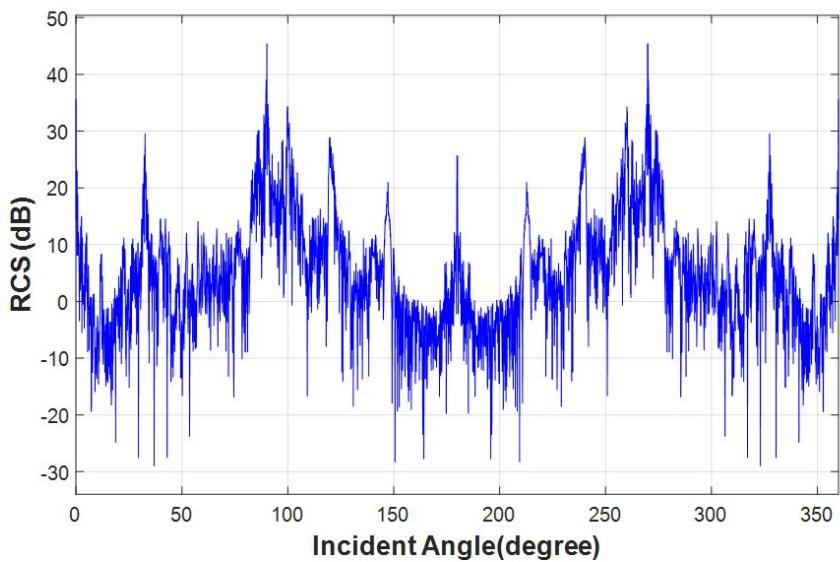


그림 6.60 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when  $f = 4 \text{ GHz}$

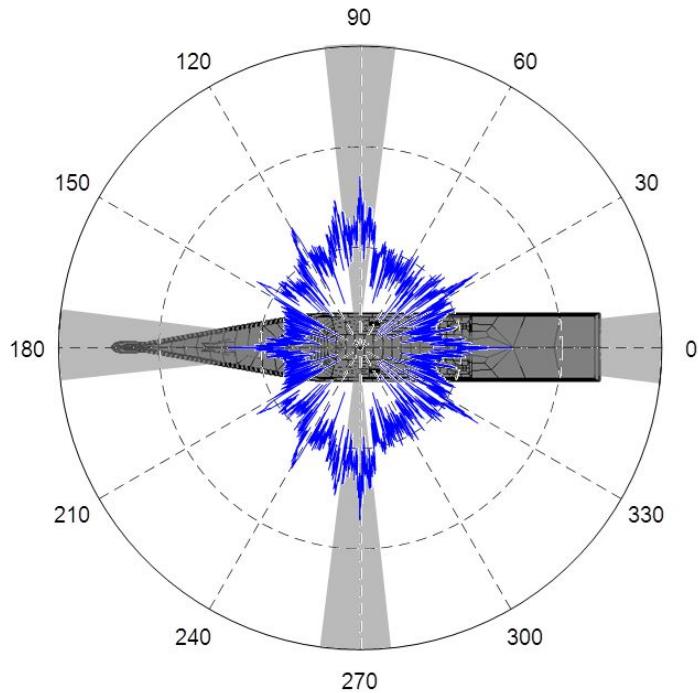


그림 6.61 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when  $f = 4 \text{ GHz}$

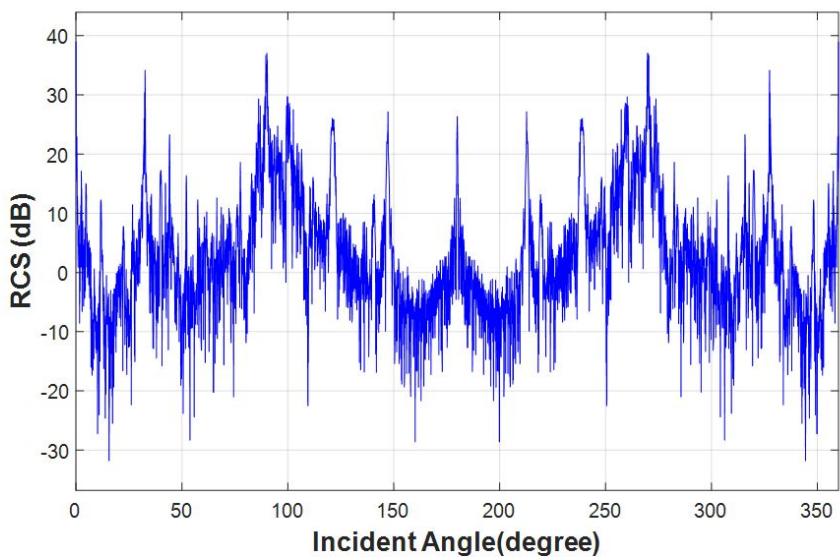


그림 6.62 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when  $f = 8 \text{ GHz}$

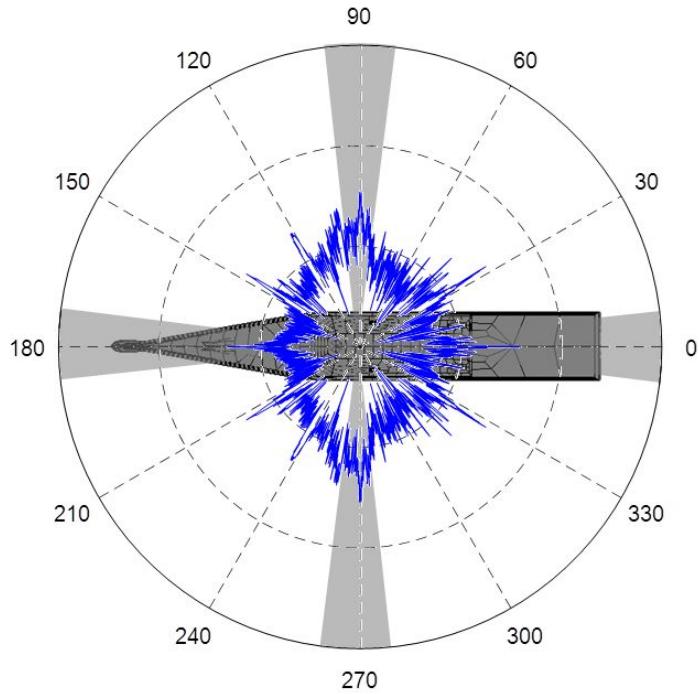


그림 6.63 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when  $f = 8 \text{ GHz}$

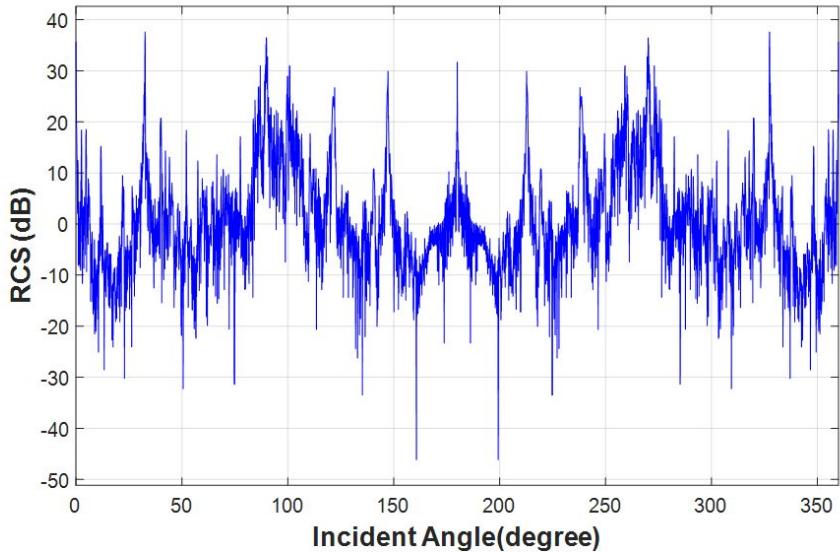


그림 6.64 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when  $f = 12GHz$

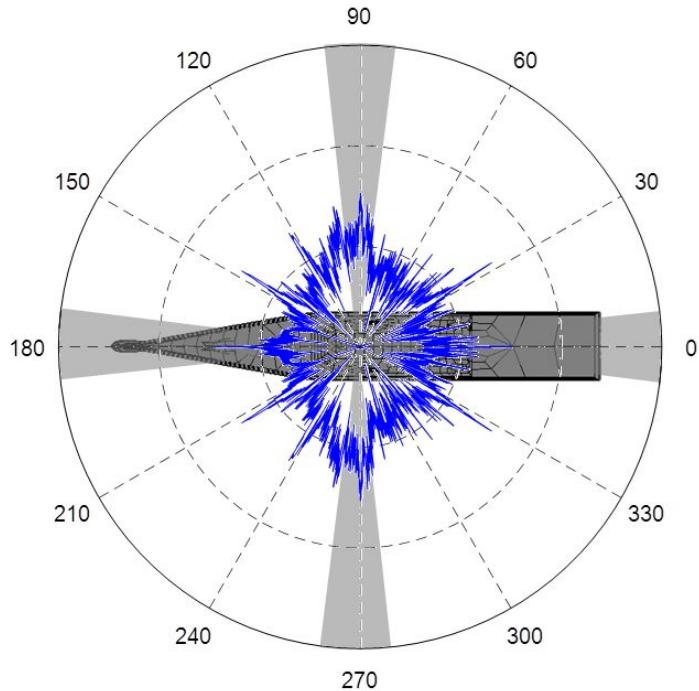


그림 6.65 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when  $f = 12GHz$

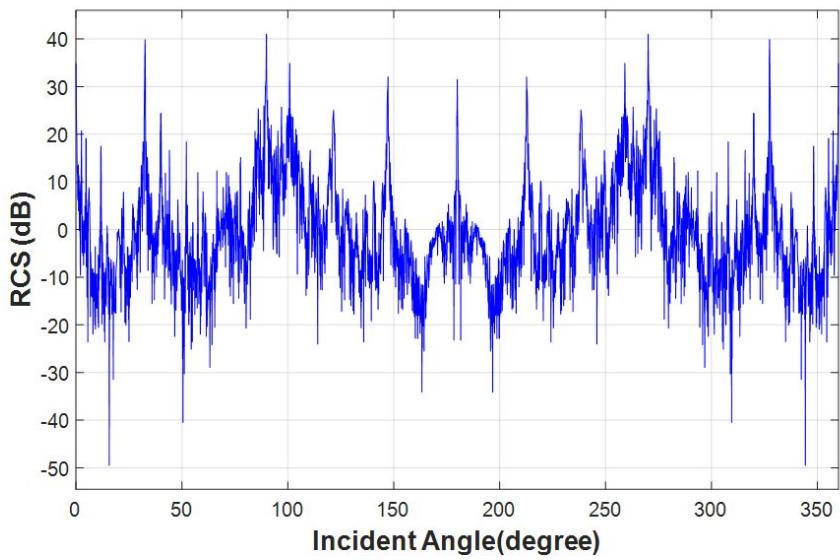


그림 6.66 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when  $f = 18GHz$

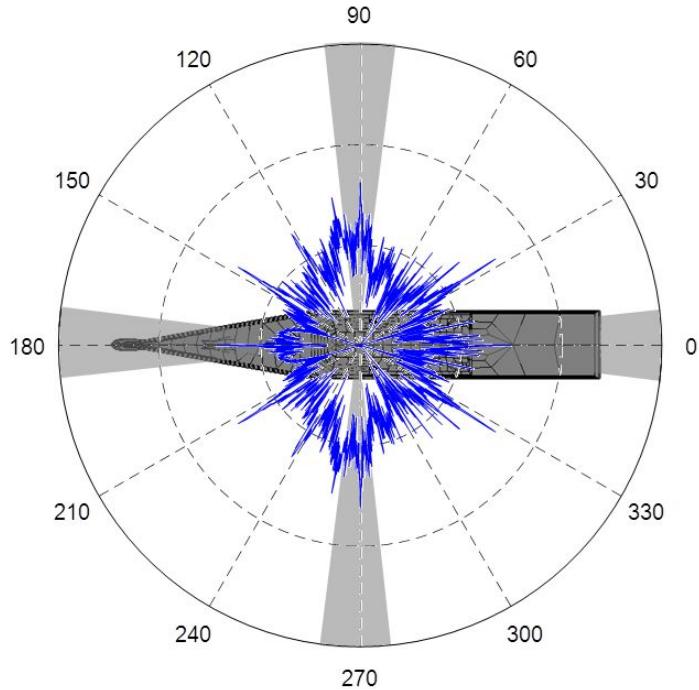


그림 6.67 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with radar absorbing material when  $f = 18GHz$

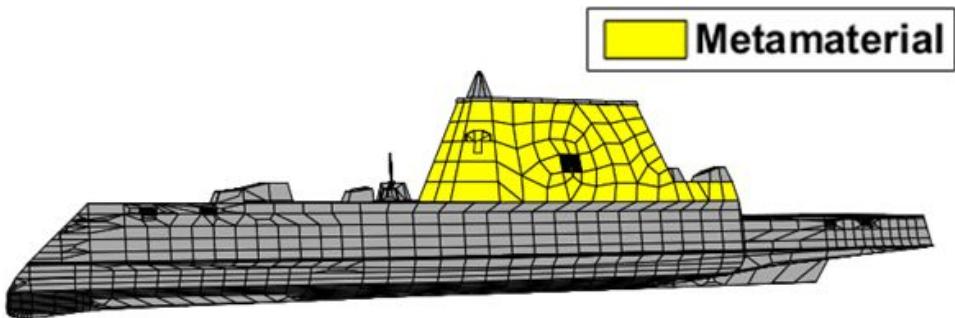


그림 6.68 Modeling of DDG-1000 with Metamaterial

표 6.14 DDG-1000 model 해석조건 요약

크기	182.9 X 8.4 X 24.1 (m)
요소수	4,065
흘수	8.5 (m)
배수량	14,500 tons
해석 주파수/거리	4 GHz / 20 km
해석 각도/간격	[0°,360°] / 0.2°
고도각/간격	0°
RCS 대푯값	영국 기준 [희생각 제외]
메타물질	MIK structure metamaterials

표 6.15 RCS mean values of DDG-1000 with  
metamaterial

주파수	기본모델	메타물질 적용	감소 효과
4 GHz	14.95 dB	14.33 dB	0.62 dB
8 GHz	14.76 dB	12.04 dB	2.72 dB
12 GHz	15.04 dB	10.90 dB	4.14 dB
18 GHz	16.27 dB	11.54 dB	4.73 dB

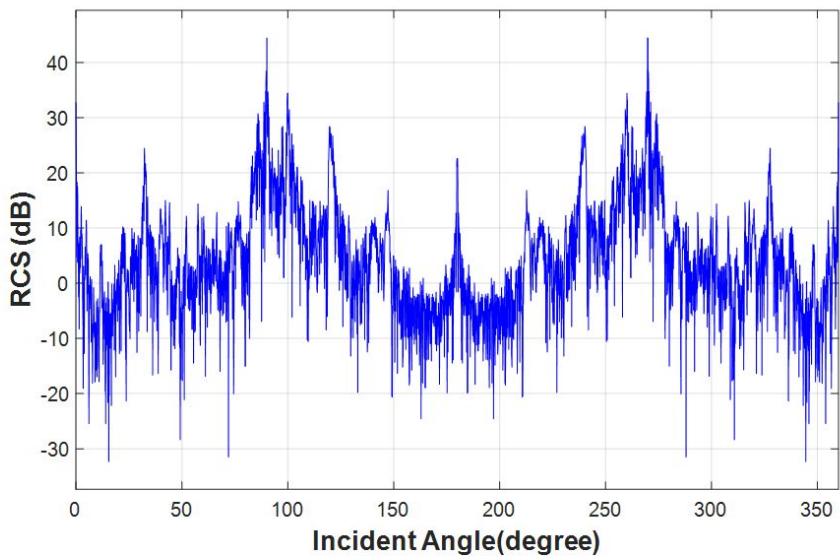


그림 6.69 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial  
when  $f = 4GHz$

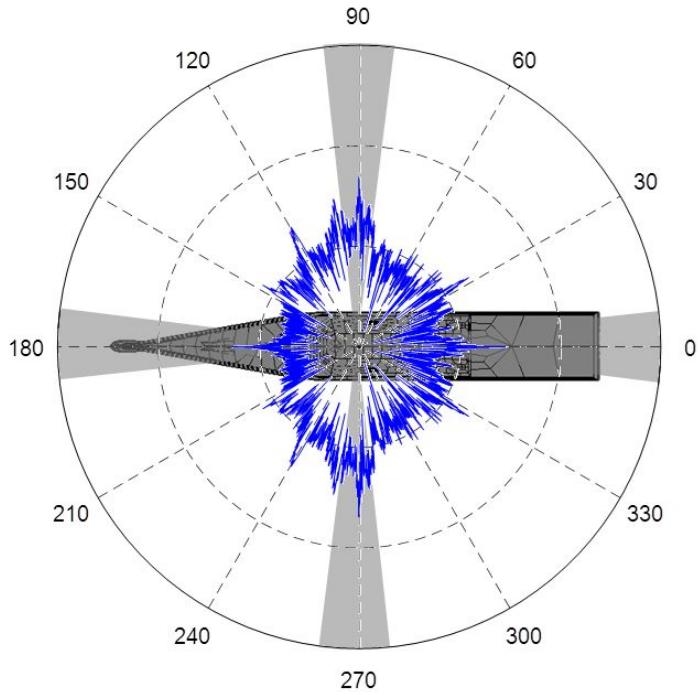


그림 6.70 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial  
when  $f = 4GHz$

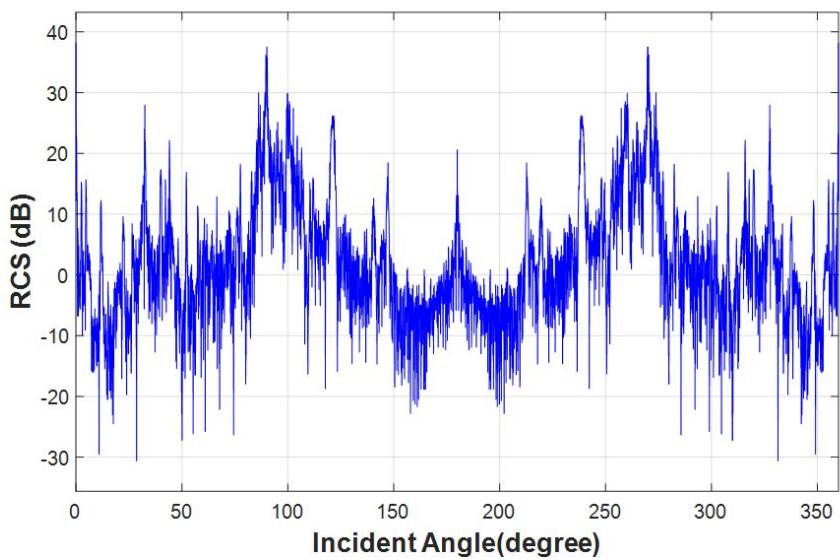


그림 6.71 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial  
when  $f = 8GHz$

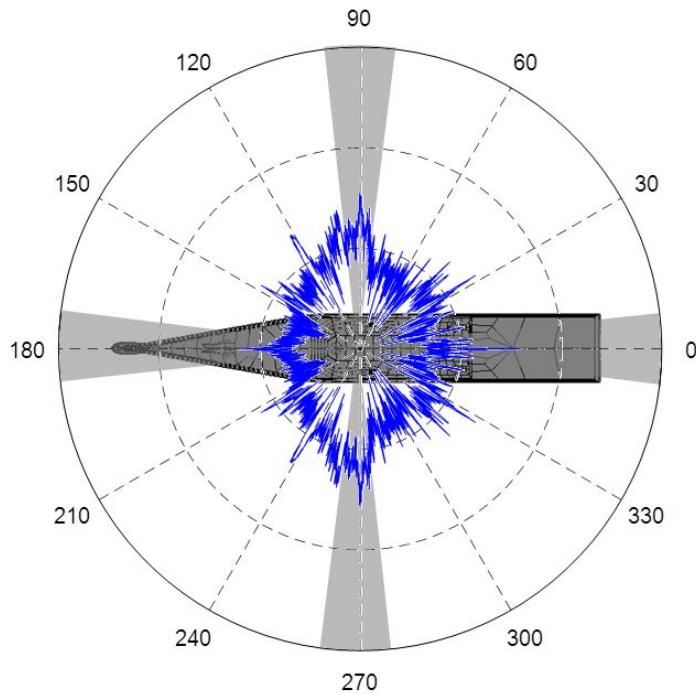


그림 6.72 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial  
when  $f = 8GHz$

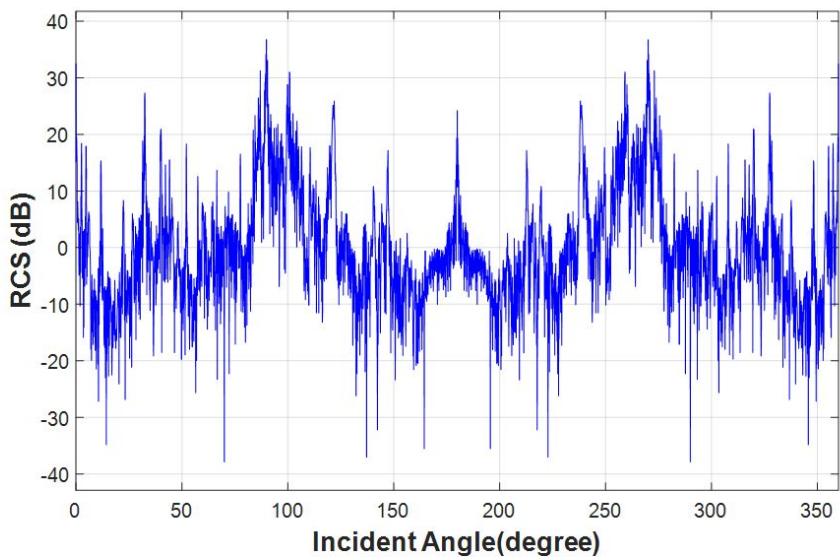


그림 6.73 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial  
when  $f = 12GHz$

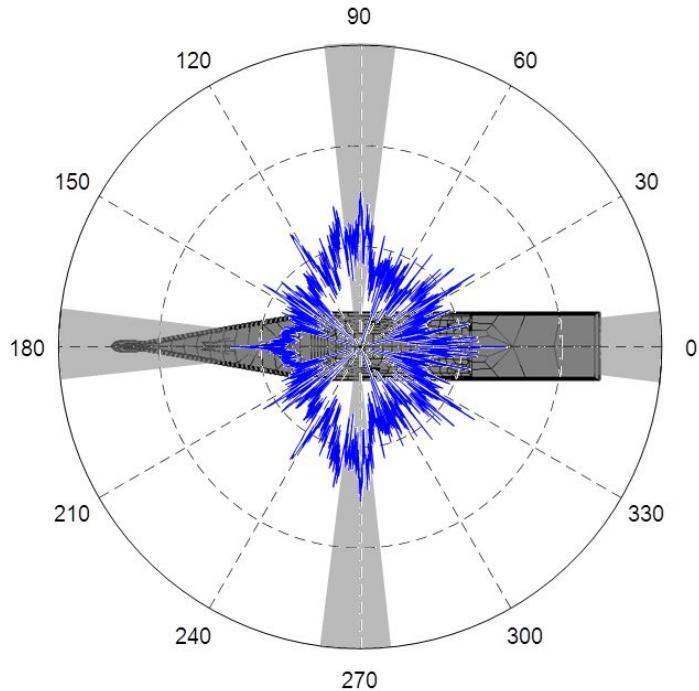


그림 6.74 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial  
when  $f = 12GHz$

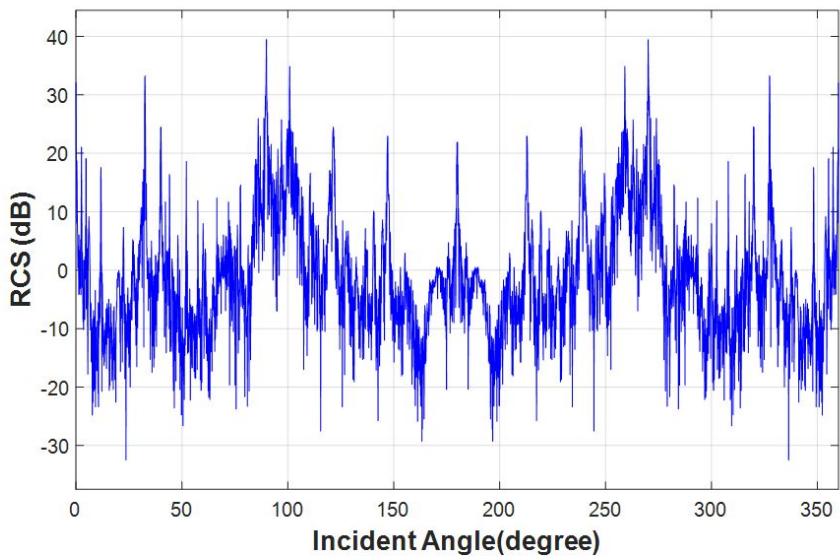


그림 6.75 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial  
when  $f = 18GHz$

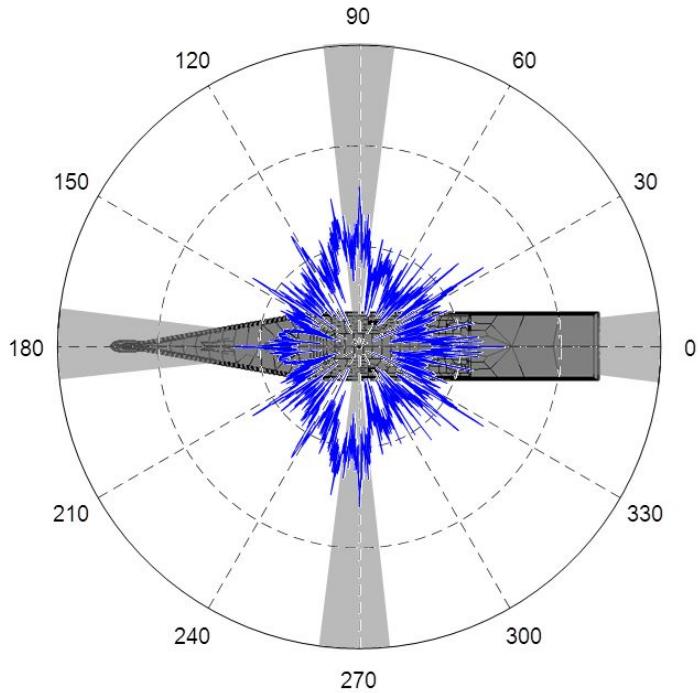


그림 6.76 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model with metamaterial  
when  $f = 18GHz$

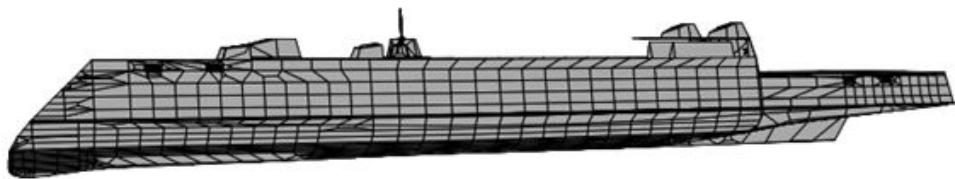


그림 6.77 Modeling of DDG-1000 without upper structure

표 6.16 DDG-1000 model 해석조건 요약

크기	182.9 X 8.4 X 24.1 (m)
요소수	3,545
홀수	8.5 (m)
배수량	14,500 tons
해석 주파수/거리	4 GHz / 20 km
해석 각도/간격	[0°,360°] / 0.2°
고도각/간격	0°
RCS 대푯값	영국 기준 [희생각 제외]

표 6.17 RCS mean values of DDG-1000 without  
upper structure

주파수	기본모델	메타물질 적용	상부구조물 제거 모델
4 GHz	14.95 dB	14.33 dB	14.28 dB
8 GHz	14.76 dB	12.04 dB	11.93 dB
12 GHz	15.04 dB	10.90 dB	10.76 dB
18 GHz	16.27 dB	11.54 dB	10.82 dB

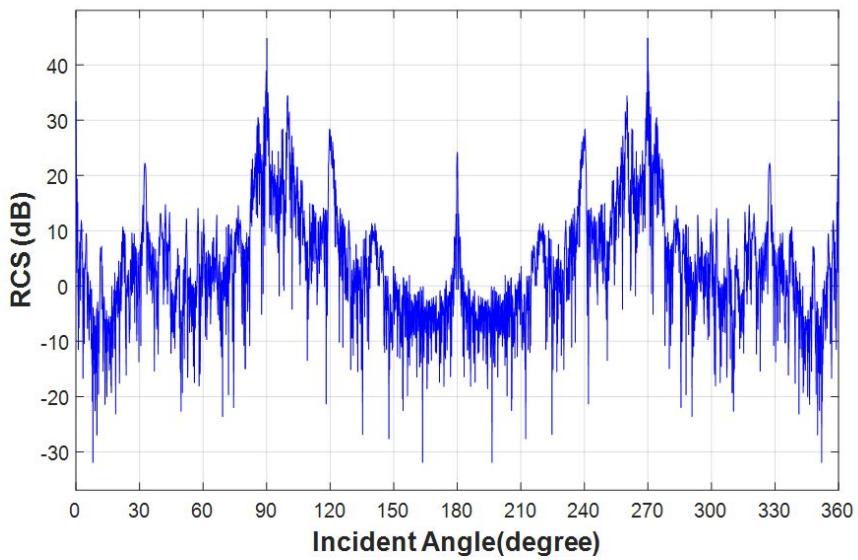


그림 6.78 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when  $f = 4GHz$

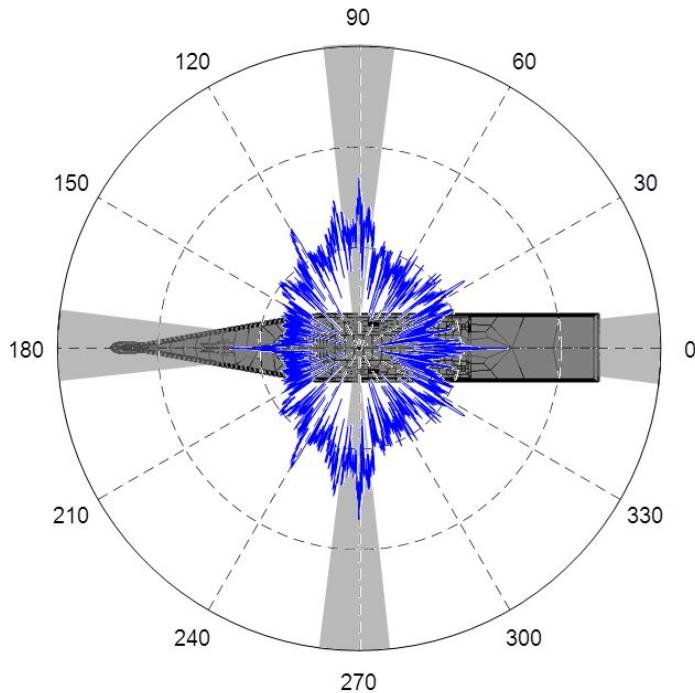


그림 6.79 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when  $f = 4GHz$

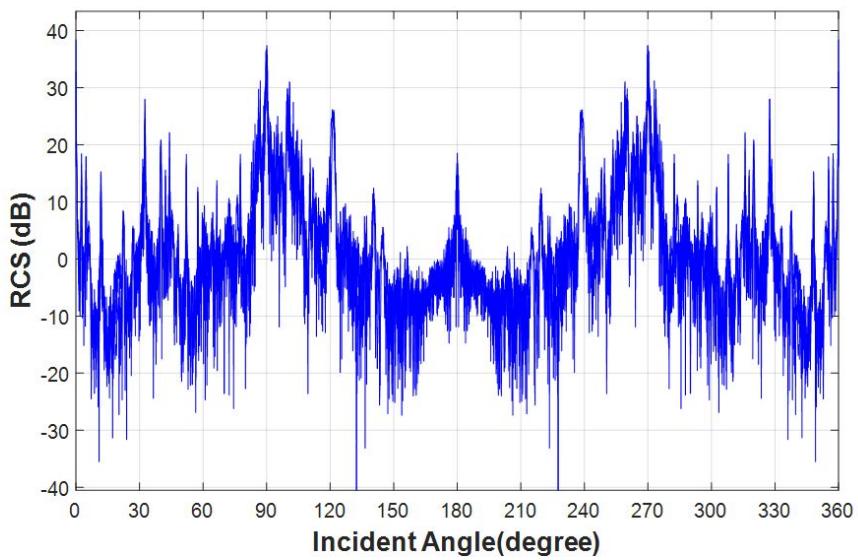


그림 6.80 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when  $f = 8GHz$

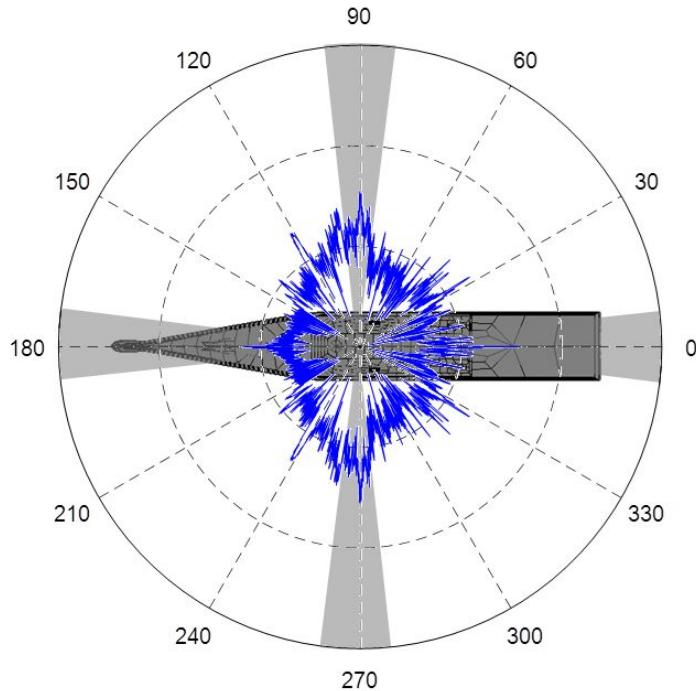


그림 6.81 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when  $f = 8GHz$

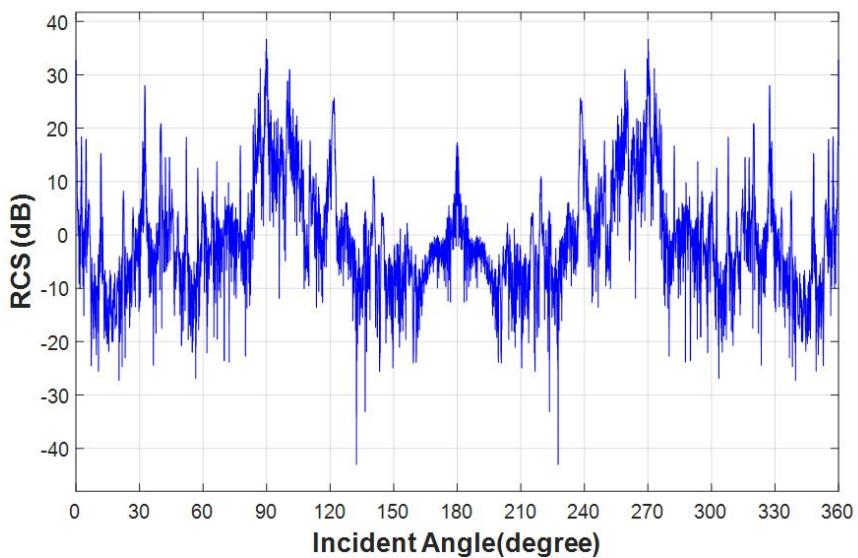


그림 6.82 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when  $f = 12GHz$

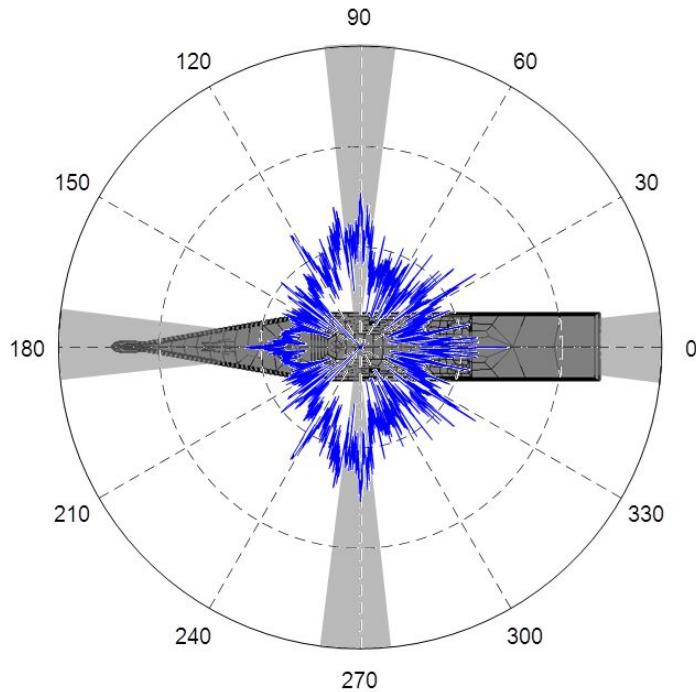


그림 6.83 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when  $f = 12GHz$

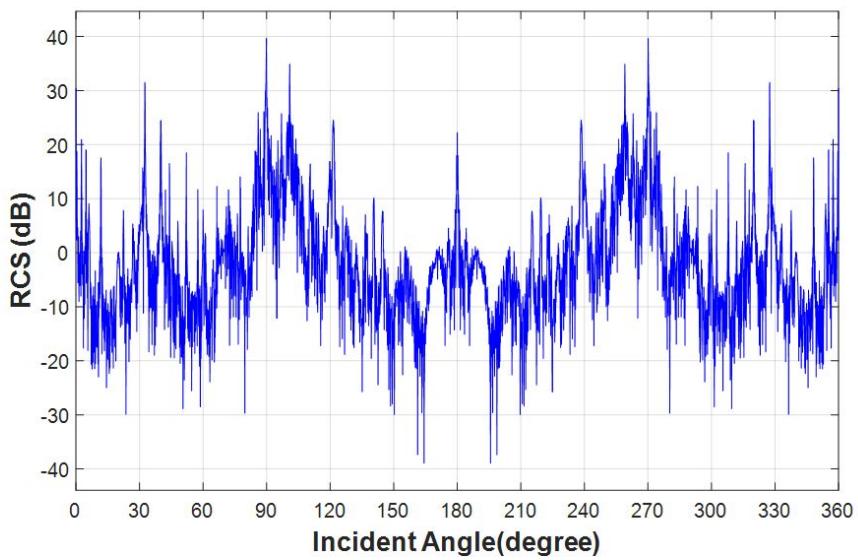


그림 6.84 [X-Y Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when  $f = 18GHz$

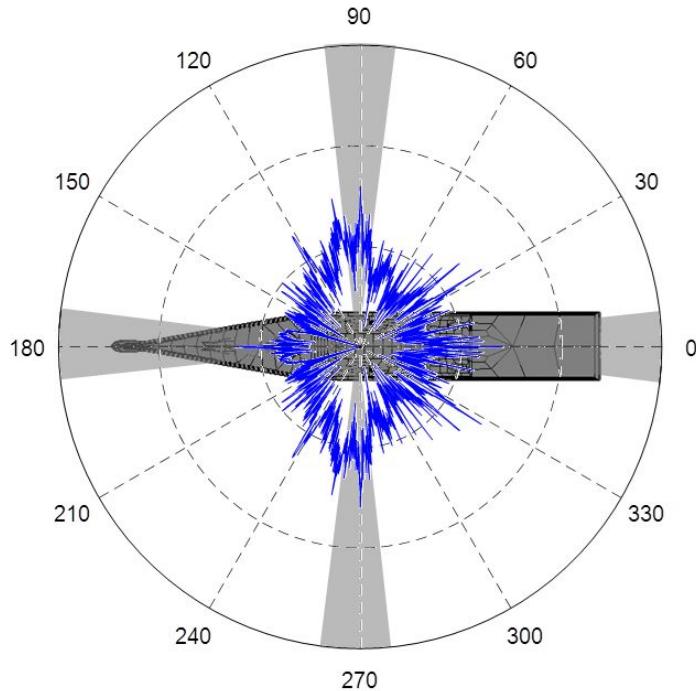


그림 6.85 [Polar Chart] RCS of DDG-1000 model without upper structure when  $f = 18GHz$

## 7. 결론

본 논문에서 수행된 연구는 스텔스 함정 설계시 반영되는 중요 파라미터 중 하나인 RCS를 해석하고 분석하였다. 해석모델은 해외 첨단함형인 DDG-1000과 Holland Class를 이용하였다. 해석 주파수는 4, 8, 12, 18 GHz에 대해 해석을 수행하였고 해석고각은 0 ~ 10도를 2도 간격으로 해석을 수행하였다. 또한 RCS 감소기법인 전파흡수구조 기법과 전파흡수재료 기법을 이용하여 감소효과를 확인하였다.

수행된 연구로부터 본 논문의 결론은 다음과 같이 정리하였다.

(1) 선체는 함정에서 가장 큰 구조물 중 하나이므로 함정의 RCS에 미치는 영향은 매우 크다. 선체의 RCS를 줄이기 위해서 선체는 수직면에서 일정한 기울기를 주어야 한다. 4.3에서 제시된 바와 같이 위협 고도각은 0도에서 10도 사이이다. 6.4.에서의 해석결과로부터 선체의 기울기가 위협 고도각 사이에 있을 경우 RCS가 높게 나타나는 것을 확인 하였다. 따라서 선체의 경사각을 위협 고도각을 피해 설계한다면 RCS 감소에 효과적일 것으로 판단된다.

(2) 함정의 상부 구조물은 선체보다 RCS에 미치는 영향이 더 크다. 따라서 상부구조물은 기울기를 가지는 평판이 사용되어야 하며 평판의 방향은 희생각으로 설정된 주요위치를 지향해야 한다. 또한 면을 구성하는 모든 평판은 동일한 기울기와 각도를 적용하여 불연속을 최소화 하고 복잡한 구조에 의한 다중반사를 나타내는 구조를 피해야 한다.

(3) 오목하게 들어간 요철 부위는 금속판 또는 그물격자로 차폐해야 하며 기타 격벽, 기둥 등의 구조물들도 상부구조물과 동일한 기울기를 가지는 평판을 사용하는 것을 원칙으로 해야 한다. 함교 창문은 함교 내

부의 복잡한 구조물로부터 오는 넓은 각도의 산란을 방지하기 위해 전자파를 반사할 수 있는 투명 재질의 금속성 유리 또는 기존 유리에 전도성 필름을 사용하거나, 기울기를 갖는 경사를 가지는 금속판을 사용하고, 상부 구조물과 동일한 각도를 유지하는 것이 바람직하다.

(4) 형상화 설계만으로 충분한 RCS 감소를 만족하기 어려운 경우 전파흡수재료 기법의 적용을 고려해 볼 수 있다. 전파흡수재료 기법 중 최근 전 세계적으로 활발히 연구가 진행되고 있는 메타물질을 적용하여 감소효과를 분석하였다. 위협주파수 대역인 2 ~ 18 GHz에서 85%의 흡수율을 보이는 메타물질을 적용하여 감소효과를 확인하였다. 감소효과를 확인하기 위해 100%의 흡수율을 나타낸다고 할 수 있는 상부구조물을 제거모델을 이용하여 해석결과를 비교하였다. 두 결과의 차가 0.3 dB 이내로 85% 이상의 흡수율이 나타났다고 볼 수 있다. 최근 기술의 발전으로 메타물질의 제작비용 또한 감소하는 추세이기 때문에 메타물질은 전파흡수재료 기법의 대안이 될 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] Knott, E. F., Shaeffer, J. F. and Tuley, M. T., "Radar Cross Section", 2nd Edition, Artech House, Boston·London, pp. 183-224. 1993.
- [2] Wang, S. Y., and Jeng, S. K., "A Deterministic Method for Generating a Scattering-Center Model to Reconstruct the RCS Pattern of Complex Radar Targets", IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 39, NO. 4 PP 315-323, 1997.
- [3] 박태용, "함정 RCS 최적화 설계를 위한 시뮬레이션 툴에 관한 연구", 석사학위논문, 포항공과대학교, 2005.
- [4] Youssef, N., "Radar Cross Section of Complex Targets", in Proceedings of the IEEE, Vol. 77, No. 5, 1989.
- [5] Knott, E. F. and Thomas, B. A., "Comparison of Three High-Frequency Diffraction Techniques", Vol 72, No. 11, November, Proceedings of the IEEE, 1974.
- [6] Gordon, W. B., "Far Field Approximation of the Kirchhoff-Helmholtz Representation of Scattered Fields," IEEE Trans. on Antenna and Propag., Vol. AP-23, No. 5, pp. 590-592, 1975.
- [7] Vinoy, K. J. and Jha, R. M., "Radar Absorbing Materials: From Theory to Design and Characterization", Kluwer Academic

Publicshers, Norwell, Boston, USA, 1996.

[8] Klement, D., Preissner, J. and Stein, V., "Special problems in Applying the Physical Optics for Backscatter Computation of Complicated Objects", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 36,No. 10, pp 1137-1147, 1974

[9] 김국현, "해양표적의 고주파수 후방산란 해석과 응용", 박사학위논문, 부산대학교, 2007.

[10] BAE SYSTEMS., "Introduction to BAE SYSTEMS signature analysis tools", BAE SYSTEMS, 2004.

[11] 산업정책분석원, "차세대 메타물질 국내외 응용 기술 개발 동향", 산업정책분석원, 2014.

[12] 이동현, 박위상, "주기 구조 Metamaterial의 유효 유전율과 투자율 추출, 대한전자공학회", pp 60-68, 2008

[13] Tao, H., Bingham, C. M., Strikwerda, A. C., Pilon, D., Shrekenhamer, D., Landy, N. I., Fan, K., Zhang, X., Padilla, W. J., Averitt, R. D., "Highly flexible wide angle of incidence terahertz metamaterial absorber : Design, fabrication and Characterization," Physical Review B vol.78, 2411032008.

[14] Wen, Q. Y., Zhang, H. W., Yang, Q. H., Chen, Z., Zhao, B. H., Long, Y., Jing, Y. L., "Perfect metamaterial absorbers in microwave and terahertz bands.", InTech, pp.501-513, 2012.

- [15] Yong, Z. C., Ying, W., Yan, N., Rong, Z. G., Xuan, X., and Xian, W., “Design, fabrication and measurement of a broadband polarization-insensitive metamaterial absorber based on lumped elements”, Journal of applied physics 2012
- [16] Biliotti, F., Nucci, L., Vegni, L., "An SRR based microwave absorber.", Opt. Lett, vol.48, issu.11, 99.2171–2175, 2006.
- [17] Biliotti, F., "Design of miniaturized narrowband absorbers based on resonant-magnetic inclusions.", IEEE Trans. on Electro Compat, vol.53, pp.63–72, 2011.
- [18] FAN, Y. N., CHENG, Y. Z., DENG, Y. M., GONG, R. Z., “Absorbing Performance of Ultrathin Wide-Band Planar Metamaterial Absorber”, IEEE Antennas, Propagation and EM Theory, pp 672–676, 2012.
- [19] 이형섭, “유연성을 갖는 매질을 사용한 광대역 메타물질 흡수체 구조 설계”, 석사학위논문, 경기대학교, 2012
- [20] 권현웅, 홍석윤, 송지훈, “복합 구조물의 레이다 반사면적 해석 프로그램 개발”, 해양환경안전학회지, VOL. 20, NO. 4, pp 435–442., 2014.
- [21] 석성하, “복합구조물의 RCS 예측에 관한 연구”, 박사학위논문, 포항공과대학교, 2001.

## Abstract

# Development of Stealth Design Systems for Naval Ship

Hwang, Joon-Tae

Department of Naval Architecture and Ocean Engineering  
The Graduate School  
Seoul National University

When it comes to modern weapon systems, detection capabilities and stealth technology is one of the important factors in survivability. Stealth technology is decreasing radiated signals from warship. Typical examples of radiated signal is Radar Cross Section(RCS), Target Strength(TS), Underwater Radiated Noise(URN), Infrared Signature(IR).

RCS is the ratio of the radiated power from the source to the re-radiated power by the target.

RCS prediction in high frequency method is Geometric Optics(GO), and Physical Optics(PO) and it is appropriate method for real size targets.

It is very hard and difficult because continuous wave have a lot of

monocromatic frequencies in frequency domain and reflected acoustic pressure must be calculated by the monocromatic frequencies and calculated reflected acoustic pressure must be superpose. To varify this, compared RCS prediction and RCS Theory on plate, cylinder and Frustum.

In this paper, predicting RCS and analyze stealth ships for threatened frequency and radar inclination angle using DDG-1000 model and Holland Class model.

Also, Using RCS reduction technology Radar Absorbing Structure (RAS) and Radar Absorbing Material(RAM) to analyze RCS reduction on warship. In RCS reduction RAS is more effective and cost effective but when it is impossible to change the shapes then have to apply RAM.

Appying metamaterials to warship to analize RCS reduction. Unlike RAM metamaterials can change permittivity and permeability. So it can be used in perfect absorber, wide-band absorber and so on. Selecting metamaterial which can be used in warship and apply this to warship to analyze RCS reduction.

**keywords :** Radar Cross Section(RCS), Physical Optics(PO),  
Radar Absorbing Structure(RAS), Radar Absorbing  
Materials(RAM), Metamaterials

*Student Number : 2014-20649*